



**Luís Carlos Cótimos  
Nunes**

**Amplificador em Classe F para Sistemas de  
Transmissão Polar**



**Luís Carlos Cótimos  
Nunes**

**Amplificador em Classe F para Sistemas de  
Transmissão Polar**

dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. José Carlos Esteves Duarte Pedro, Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e sob a co-orientação científica do Dr. Pedro Miguel da Silva Cabral, Professor Auxiliar Convidado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Dedico este trabalho à minha namorada Andreia e à minha família pelo incansável apoio

## **o júri**

presidente

**Prof. Dr. Nuno Miguel Gonçalves Borges De Carvalho**  
professor associado com agregação da Universidade de Aveiro

**Prof. Dr. Fernando Manuel Ascenso Fortes**  
professor adjunto do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

**Prof. Dr. José Carlos Esteves Duarte Pedro**  
professor catedrático da Universidade de Aveiro (orientador)

**Prof. Dr. Pedro Miguel da Silva Cabral**  
professor auxiliar convidado da Universidade de Aveiro (co-orientador)

## **agradecimentos**

Em primeiro lugar gostaria de agradecer aos meus pais, pelo esforço que eles tiveram e o apoio dado ao longo do percurso escolar. Sem eles nada disto teria sido possível.

Aos meus orientadores: Prof. José Carlos Pedro e Prof. Pedro Cabral por todo o apoio e disponibilidade, pelas sugestões e ensinamentos transmitidos, e pelo elevado grau de exigência, permitindo, assim, a realização deste trabalho e uma melhor preparação para o meu trabalho futuro.

Agradeço também à Universidade de Aveiro, ao Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática e ao Instituto de Telecomunicações por me terem facultado todos os meios e ambiente de trabalho necessários.

Aos meus amigos que, directa ou indirectamente, contribuíram para a minha formação, de um modo especial ao Diogo Dias, Daniel Ribau, Ricardo Fernandes e Diogo Cunha por todos os momentos vividos no laboratório, pelo apoio e pelo encorajamento. À minha namorada Andreia de uma forma muito especial, pelo incondicional apoio nas horas mais difíceis, pela sua compreensão e por ser o meu porto seguro.

A todos os que contribuíram para a minha formação, tanto pessoal como académica, o meu sincero obrigado.

## palavras-chave

Amplificadores de potência, Classes de Operação, Classe F, Classe F<sup>-1</sup>, Eficiência, Linearidade, Nitreto de Gálio, Rádio Frequência, Transmissão Polar.

## resumo

Nos últimos anos, tem havido uma grande procura de sistemas capazes de oferecer elevadas taxas de transmissão e elevada mobilidade aos utilizadores. Por outro lado, o espectro electromagnético está cada vez mais ocupado, sendo, por isso, necessários sistemas que tenham elevada eficiência espectral. Estes motivos impulsionaram a utilização de técnicas de modulação linear, como *Multi-level Quadrature Amplitude* (M-QAM). Contudo, estas técnicas de modulação apresentam valores elevados de *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) e requerem uma amplificação linear. Nesse sentido, tem vindo a aumentar a investigação para o desenvolvimento de técnicas para melhorar a eficiência de PAs lineares, das quais se destacam a arquitectura *Doherty* e o transmissor polar.

Neste trabalho aborda-se a transmissão polar, que opera num regime híbrido entre EER (eliminação e restauro da envolvente) e ET (seguidor de envolvente). O transmissor polar permite a utilização de amplificadores altamente eficientes a operar em comutação (Classe D, E ou F) e, modulando a sua tensão de alimentação, consegue-se ter uma amplificação linear e eficiente.

Esta dissertação insere-se na área de electrónica de rádio-frequência e visa o projecto, implementação e teste de um amplificador de potência a operar em classe F, para incluir num transmissor polar, utilizando transístores de elevada mobilidade electrónica (HEMT), baseados na tecnologia Nitreto de Gálio (GaN).

O amplificador em Classe F é aqui estudado e implementado com linhas de transmissão para a frequência de 900 MHz, conseguindo-se obter uma PAE prática superior a 72% e uma potência de saída de 10W. O seu desempenho medido experimentalmente, variando a tensão de alimentação de dreno, evidencia um bom comportamento num transmissor polar. Observa-se, ainda, um melhor desempenho comparativamente a um amplificador de potência em classe E.

**keywords**

Classes of operation, Class-F, Class-F<sup>-1</sup>, efficiency, Gallium Nitride, linearity, Power Amplifier, Polar transmission, Radio Frequency.

**abstract**

In recent years there has been a great demand for systems capable of providing higher data rates and high mobility for users. On the other hand, the electromagnetic spectrum is becoming increasingly occupied, hence the need for systems with a high spectral efficiency. These reasons have boosted the use of linear modulation techniques such as Multi-level Quadrature Amplitude (M-QAM). However, these modulation techniques show high values of Peak-to-Average Power Ratio (PAPR) and require linear amplification. Therefore, research into the development of techniques to improve the efficiency of linear PAs has been growing, with greater emphasis on the Doherty architecture and the polar transmitter.

This work deals with the polar transmitter, which operates in a hybrid scheme between EER (Envelope Elimination and Restoration) and ET (Envelope Tracking). The polar transmitter allows the use of highly efficient amplifiers operating in switching (Class D, E or F) and, by modulating its supply voltage we can have a linear and efficient amplification.

This dissertation is part of the radio frequency and microwave electronics area and is intended to design, implement and test a power amplifier operating in class F, for use in a polar transmitter using high electron mobility transistors (HEMT), based on the Gallium Nitride technology (GaN).

The Class F amplifier is studied here and implemented with transmission lines at the frequency of 900 MHz, achieving more than 72% efficiency, with 10 W output power. The measured performance of the class F power amplifier, while varying the drain supply voltage, showed a good performance in a polar transmitter. Moreover, the class F amplifier performed better when compared with a class E amplifier.

# Índice

<b>Índice</b>	i
<b>Índice de Figuras</b>	iii
<b>Índice de Tabelas</b>	vii
<b>Lista de Acrónimos</b>	ix
<b>Capítulo I</b>	1
1 Introdução	1
1.1 Motivação e Enquadramento	1
1.2 Objectivos	5
1.3 Estrutura da dissertação	5
<b>Capítulo II</b>	7
2 Amplificadores de potência	7
2.1 Linearidade e Distorção	7
2.1.1 Ponto de 1dB de Compressão	9
2.1.2 Distorção de intermodulação (IMD)	10
2.1.3 Ponto de Intersecção de 3ª ordem	10
2.1.4 Adjacent Channel Power Ratio	11
2.2 Ganho	11
2.3 Estabilidade	13
2.4 Eficiência	15
2.5 Classes de operação	16
2.5.1 Amplificadores a operar em classes baseadas em ângulo de condução	16
2.5.2 Amplificadores de alta eficiência	20
<b>Capítulo III</b>	25
3 Amplificador em Classe F e Classe $F^{-1}$	25
3.1 Classe F	25
3.1.1 Controlo harmónico	26
3.1.2 Classe F com máximo achatamento	27
3.1.3 Análise da malha de saída do amplificador em classe F	31
3.2 Classe $F^{-1}$	36
3.2.1 Análise da malha de saída do amplificador em Classe $F^{-1}$	37
3.3 Efeito das terminações harmónicas à entrada	41
3.4 Comparação Classe F e Classe $F^{-1}$	43
3.5 Sumário	47
<b>Capítulo IV</b>	49
4 Projecto dos Amplificadores em Classe F e Classe $F^{-1}$	49
4.1 Escolha e estudo do dispositivo activo	49
4.2 Análise DC do transístor	51
4.3 Determinação das Impedâncias	52
4.3.1 Carga óptima à fundamental	53



4.3.2	Impedâncias às harmónicas .....	54
4.4	Malha de polarização .....	55
4.5	Malha de saída.....	56
4.6	Malha de entrada .....	58
4.7	Análise de estabilidade .....	61
4.8	Factores de mérito simulados .....	62
4.9	Formas de onda e recta de carga simulada.....	64
4.10	Sumário .....	65
<b>Capítulo V .....</b>		<b>67</b>
5	Implementação Prática e Resultados .....	67
5.1	Desenho do layout e implementação .....	67
5.2	Medições e resultados .....	68
5.3	Sumário .....	70
<b>Capítulo VI .....</b>		<b>71</b>
6	Desempenho dos amplificadores num transmissor polar .....	71
6.1	Características $AM(V_{DD})$ e $PM(V_{DD})$ no simulador .....	71
6.2	Características $AM(V_{DD})$ na prática .....	74
6.3	Sumário .....	75
<b>Capítulo VII .....</b>		<b>77</b>
7	Conclusão e Trabalho Futuro.....	77
7.1	Conclusões.....	77
7.2	Trabalho futuro .....	78
Referências.....		79

## Índice de Figuras

Fig. 1 Quadro de atribuição de frequências dos estados unidos em 2003, dos 3 kHz aos 300 GHz, retirado de [2].	1
Fig. 2 <i>Peak-to-Average Power Ratio</i> de um exemplo de um sinal.	2
Fig. 3 Diagrama de blocos da arquitectura <i>Doherty</i> .	2
Fig. 4 Rendimento teórico das arquitecturas EER, ET, Doherty e das classes A e B, alterado de [7].	3
Fig. 5 Diagrama de blocos da técnica Envelope Elimination and Restoration, modificado de [7].	3
Fig. 6 Balanço de potências de um PA usado para provar que todos os PA são inerentemente não lineares [13].	7
Fig. 7 Resposta não linear de um PA e ponto de 1 dB de compressão, retirado de [13].	9
Fig. 8 Espectro de frequências da resposta não linear de 3ª ordem a dois tons de um PA.	9
Fig. 9 Potência de saída fundamental e de distorção, e ponto de intersecção de 3º ordem, alterado de [13].	10
Fig. 10 Ilustração da definição de <i>Adjacent Channel Power Ratio</i> , alterado de [1].	11
Fig. 11 Amplificador visto como um quadripolo, alterado de [14].	12
Fig. 12 Ilustração na carta de Smith das regiões estáveis e instáveis no plano $\Gamma_L$ , retirado de [15].	14
Fig. 13 Ilustração na carta de Smith das regiões estáveis e instáveis no plano $\Gamma_S$ , alterado de [15].	15
Fig. 14 Esquema genérico das classes de operação baseadas no ângulo de condução, alterado de [14].	16
Fig. 15 Definição de ângulo de condução de um PA, alterado de [14].	17
Fig. 16 Zonas de polarização, das classes de operação, na curva característica de um transistor.	17
Fig. 17 Formas de onda de corrente das classes de operação convencionais.	19
Fig. 18 Formas de onda de tensão das classes de operação convencionais.	20
Fig. 19 PA em classe D com a configuração <i>complementary voltage-switching</i> , retirado de [19].	21
Fig. 20 Formas de onda da configuração <i>complementary voltage-switching</i> , retirado de [14].	21
Fig. 21 Esquema do PA a operar em Classe E, retirado de [21].	22
Fig. 22 Formas de ondas conceptuais do PA em Classe E, retirado de [21].	23
Fig. 23 Esquema do PA em Classe F, alterado de [24].	23
Fig. 24 Formas de onda ideais de um PA em classe F.	24
Fig. 25 Alteração da forma de onda sinusoidal com a adição da terceira harmónica para diversos valores de $V_3$ normalizados.	26
Fig. 26 Formas de onda de tensão resultante da adição de harmónicas ímpares.	28
Fig. 27 Formas de onda de corrente resultantes da adição das harmónicas pares.	29
Fig. 28 PA em classe F com ressonância à terceira harmónica, alterado de [19].	31
Fig. 29 Formas de onda do PA em classe F.	32
Fig. 30 PA em classe F ideal, alterado de [19].	32
Fig. 31 Classe F com uma linha de transmissão de $\lambda/4$ em série, alterado de [19].	33
Fig. 32 PA em classe F com uma linha de transmissão de $\lambda/4$ , alterado de [19].	34
Fig. 33 Modelo equivalente de um GaN HEMT, retirado de [32].	34
Fig. 34 Malha de saída com linhas de transmissão para a classe F, alterado de [19].	35

Fig. 35 Malha de saída para a classe F usando linhas de transmissão ideais no ADS. ...	36
Fig. 36 $S_{11}$ da malha de saída da figura anterior (Fig. 35). ....	36
Fig. 37 PA em classe $F^{-1}$ com ressonância à segunda harmónica, alterado de [19]. ....	37
Fig. 38 Formas de onda do <i>second-harmonic peaking amplifier</i> . ....	38
Fig. 39 PA em Classe $F^{-1}$ ideal, alterado de [19]. ....	38
Fig. 40 Formas de onda ideais de um PA em classe $F^{-1}$ . ....	39
Fig. 41 PA em classe $F^{-1}$ com uma linha de transmissão $\lambda/4$ , alterado de [19]. ....	39
Fig. 42 Uma malha de saída para a classe $F^{-1}$ usando linhas de transmissão ideais no ADS. ....	40
Fig. 43 $S_{11}$ da malha de saída da figura anterior (Fig. 42). ....	41
Fig. 44 Gráfico da Capacidade $C_{gs}$ a variar com a tensão $V_{gs}$ em dispositivos MESFET e HEMT, retirado de [34]. ....	41
Fig. 45 Formas de onda e recta de carga para a classe F sem terminações às harmónicas na entrada, retirado de [34]. ....	42
Fig. 46 Formas de onda e recta de carga para o classe F com terminações às harmónicas na entrada, retirado de [34]. ....	42
Fig. 47 Formas de onda para a classe $F^{-1}$ com um aberto à segunda harmónica na gate, alterado de [38]. ....	43
Fig. 48 a) PAE e b) Ganho linear em função da corrente de polarização normalizada, alterado de [38]. ....	44
Fig. 49 Recta de carga da classe F e classe $F^{-1}$ . ....	44
Fig. 50 Gráfico do rendimento da classe F e classe $F^{-1}$ em função de $R_{ON}$ . ....	45
Fig. 51 Recta de carga e formas de onda ideais para a classe F e classe $F^{-1}$ , alterada de [41]. ....	45
Fig. 52 Rendimento da classe F e classe $F^{-1}$ em função de $R_{ON}$ para a mesma potência de saída. ....	46
Fig. 53 PAE em função da compressão de ganho para a classe F e classe $F^{-1}$ , de acordo com [40]. ....	47
Fig. 54 Capacidade de potência de saída para dispositivos com GaN, GaAs e InP em função da frequência, retirado de [45]. ....	50
Fig. 55 Estrutura transversal de um GaN HEMT, retirado de [46]. ....	50
Fig. 56 Esquema utilizado para obter as curvas características I-V do transístor. ....	51
Fig. 57 Curva característica do transístor ( $I_{DS}$ em função de $V_{DS}$ para vários valores de $V_{GS}$ ). ....	52
Fig. 58 Curva característica do transístor ( $I_{DS}$ em função de $V_{GS}$ para $V_{DS}$ igual a 28 V). ....	52
Fig. 59 Load-Pull a) classe F; b) classe $F^{-1}$ . ....	54
Fig. 60 Malha de polarização: a) circuito; b) S11; c) S12; d) S22. ....	56
Fig. 61 Malha de saída para a classe F, usando substrato Arlon 25N. ....	57
Fig. 62 Malha de saída para a classe $F^{-1}$ , usando substrato Arlon 25N. ....	57
Fig. 63 S11 da malha de saída projectada para o PA a operar em classe F. ....	58
Fig. 64 S11 da malha de saída projectada para o PA a operar em classe $F^{-1}$ . ....	58
Fig. 65 Malha de entrada para o PA em classe F. ....	59
Fig. 66 Malha de entrada para o PA em classe $F^{-1}$ . ....	59
Fig. 67 $S_{11}$ da malha de entrada para o PA em classe F. ....	60
Fig. 68 $S_{11}$ da malha de entrada para o PA em classe $F^{-1}$ . ....	60
Fig. 69 Círculos de estabilidade para pequeno sinal: a) do PA em classe F b) do PA em classe $F^{-1}$ . ....	61

Fig. 70 Círculos de estabilidade a 900 MHz para grande sinal: a) para o PA em classe F; b) para o PA em classe $F^{-1}$ .	62
Fig. 71 Factores de Mérito do PA em classe F; a) Potência de saída; b) Eficiência; c) Ganho; d) PAE.	63
Fig. 72 Factores de Mérito do PA em classe $F^{-1}$ ; a) Potência de saída; b) Eficiência; c) Ganho; d) PAE.	63
Fig. 73 Formas de onda de corrente e tensão no dreno extrínseco: a) Classe F; b) Classe $F^{-1}$ .	64
Fig. 74 Trajectória de carga: a) Classe F; b) Classe $F^{-1}$ .	65
Fig. 75 Layout do amplificador em classe F.	67
Fig. 76 Amplificador de potência em classe F.	68
Fig. 77 Esquema de montagem para testes e medições do amplificador em classe F.	68
Fig. 78 Montagem experimental.	69
Fig. 79 Comparação entre os factores de mérito do amplificador simulado e prático: a) potência de saída; b) eficiência; c) ganho; d) PAE.	70
Fig. 80 Resultados de comparação dos desempenhos entre os amplificadores em classe F e classe E num transmissor polar: a) $AM(V_{DD})$ ; b) $PM(V_{DD})$ ; c) $PAE(V_{DD})$ .	72
Fig. 81 Características: a) $AM(V_{DD})$ ; b) $PM(V_{DD})$ para seis valores de potência, do PA em classe F.	73
Fig. 82 Características: a) $AM(V_{DD})$ ; b) $PM(V_{DD})$ para seis valores de potência, do PA em classe E.	73
Fig. 83 Características: a) $AM(V_{DD})$ ; b) $PM(V_{DD})$ para seis valores de potência, do PA em classe $F^{-1}$ .	73
Fig. 84 Resultados em simulador e medições experimentais para o PA em classe F e classe E:	74



## Índice de Tabelas

Tabela 1 Componentes da resposta não linear de 3ª ordem a dois tons e seus efeitos, retirado de [1].....	8
Tabela 2 Ângulo de condução, potência máxima de saída, potência DC consumida, carga óptima e rendimento das classes de operação convencionais, alterado de [13]. .....	19
Tabela 3 Estado de arte da classe F e $F^{-1}$ .....	25
Tabela 4 Rendimento para as várias combinações da utilização das harmónicas de tensão e corrente, alterada de [19]. .....	30
Tabela 5 Principais características de semicondutores usados em transístores de RF, adaptado de [43]. .....	49
Tabela 6 Impedância às harmónicas para a classe F e classe $F^{-1}$ .....	55
Tabela 7 Factores de mérito dos PAs em classe F e em classe $F^{-1}$ .....	64



## Lista de Acrónimos

2-DEG	Two Dimensional Electron Gas
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
ADS	Advanced Design System
BJT	Bipolar Junction Transistor
CDMA2000	Code-Division Multiple Access
dB	Decibel
DC	Direct Current
EER	Envelope Elimination and Restoration
ET	Envelope tracking
FET	Field-Effect Transistor
GaAs	Gallium Arsenide
GaN	Gallium Nitride
HB	Harmonic Balance
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HEMT	High Electron Mobility Transistor
HFET	Heterojunction Field-Effect Transistor
IMD	Intermodulation Distortion
IMR	Intermodulation Ratio
InP	Indium phosphide
IP3	Third-order intercept point
LSSP	Large Signal S-Parameters
LTE	Long Term Evolution
MESFET	Metal Semiconductor Field-Effect Transistor
M-QAM	Multi-level Quadrature Amplitude
PA	Power Amplifier
PAE	Power Added Efficiency
PAPR	Peak to Average Power Ratio
pHEMT	Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RF	Radio Frequency
Si	Silicon



SiC	Silicon Carbide
SP	S-Parameters
TL	Transmission Lines
WiFi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access

# Capítulo I

## Introdução

### 1.1 Motivação e Enquadramento

A comunicação é um bem essencial à humanidade, sendo, desde sempre, imperativo o desenvolvimento de sistemas de comunicação. Há 150 anos Maxwell apresentou as equações que levaram Hertz, 20 anos mais tarde, pela primeira vez, a transmitir e receber ondas electromagnéticas em laboratório [1]. Em 1896, Marconi inventou o primeiro sistema prático de telegrafia sem fios, que constituiu um meio de comunicação rápido e a longas distâncias. O primeiro sistema de radiodifusão apareceu em 1920 para os carros de polícia em Detroit.

Desde então, houve uma constante evolução dos sistemas de rádio, com o aparecimento da televisão, do radar, do telefone móvel (GSM), do satélite e, recentemente, com a massificação de comunicação de dados sem fios (Wifi, LTE, etc).

Nas últimas décadas tem havido uma enorme procura de sistemas que permitam maiores taxas de transmissão e que permitam, também, maior mobilidade ao utilizador. Por outro lado, o espectro electromagnético está cada vez mais ocupado (Fig. 1), sendo, por isso, necessários sistemas que tenham elevada eficiência espectral, permitindo transmitir o máximo de informação e ocupando o mínimo de espectro possível.



Fig. 1 Quadro de atribuição de frequências dos estados unidos em 2003, dos 3 kHz aos 300 GHz, retirado de [2].

Para atingir maiores taxas de transmissão e sistemas eficientes espectralmente, tem sido impulsionada a utilização de técnicas de modulação linear, como *Multi-level Quadrature Amplitude* (M-QAM), aplicadas em normas como CDMA2000, *Worldwide Interoperabilityfor Microwave Access* (WiMAX) e *Long Term Evolution* (LTE) [3-5].

As normas supracitadas vão ter um valor elevado de *Peak to Average Power Ratio* (PAPR) [3], ou seja, uma elevada relação entre o pico de potência e a potência média do sinal, dada pela expressão (1.1) e ilustrada na Fig. 2. Com valores elevados de PAPR, o amplificador de potência (PA) vai operar, a maior parte do tempo, numa zona significativamente abaixo da potência nominal, fazendo com que o PA exiba uma menor eficiência, traduzindo-se em gastos operacionais para os operadores e na diminuição da mobilidade dos utilizadores.

$$PAPR = \frac{\max_{0 \leq t \leq NT} |x(t)|^2}{1/NT \int_0^{NT} |x(t)|^2 dt} \quad (1.1)$$

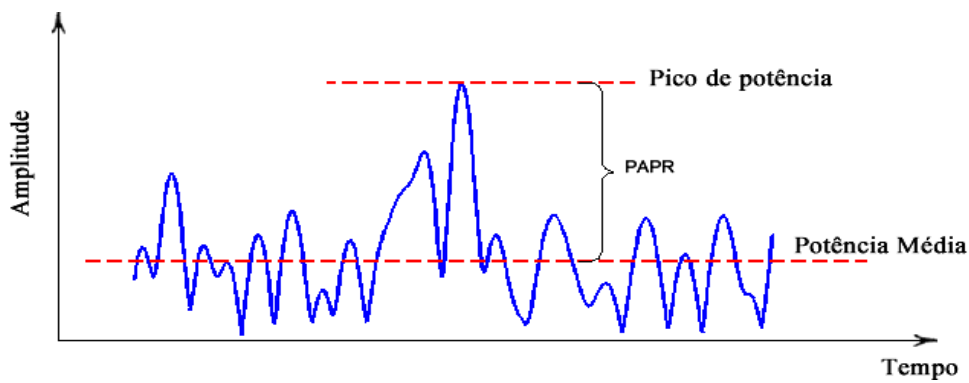


Fig. 2 *Peak-to-Average Power Ratio* de um exemplo de um sinal.

Para além de valores elevados de PAPR, as normas anteriores requerem uma amplificação linear. Como tal, tem havido muita investigação para o desenvolvimento de técnicas para melhorar a eficiência de PAs lineares, especialmente nas zonas de baixa potência (*"backed off"*), onde os PAs operam normalmente [5]. Estas técnicas podem ser divididas em duas categorias: modulação de carga e modulação da tensão de alimentação.

Dentro das técnicas de modulação de carga, destaca-se a arquitectura *Doherty* [6]. O seu diagrama de blocos pode ser observado na Fig. 3.

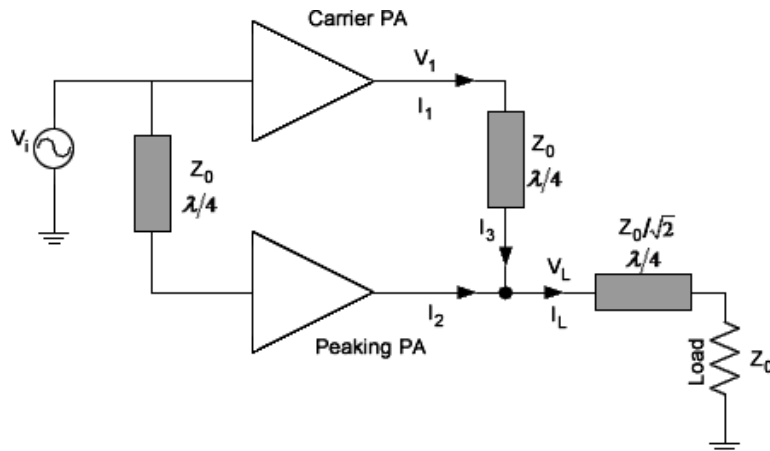


Fig. 3 Diagrama de blocos da arquitectura *Doherty*.

Esta arquitectura combina dois PAs, de igual capacidade, através de uma linha de  $\lambda/4$ . O “*carrier*” (principal) PA é, usualmente, polarizado em classe B, enquanto que o “*peaking*” (auxiliar) PA é polarizado em classe C. Para baixos níveis de sinal de entrada, apenas o *carrier* PA está em funcionamento, operando como um classe B comum. A eficiência atingirá os 78.5%, rendimento máximo de um PA em classe B ideal, quando o *carrier* PA estiver no limiar da saturação. Neste ponto, o *peaking* PA entra em funcionamento, actuando como uma fonte de corrente que irá modular a recta de carga do *carrier* PA. Por sua vez, o *carrier* PA permanecerá na saturação, actuando como uma fonte de tensão [7]. Com isto, consegue-se melhorar a eficiência do sistema, resultando na curva do rendimento como a da Fig. 4.

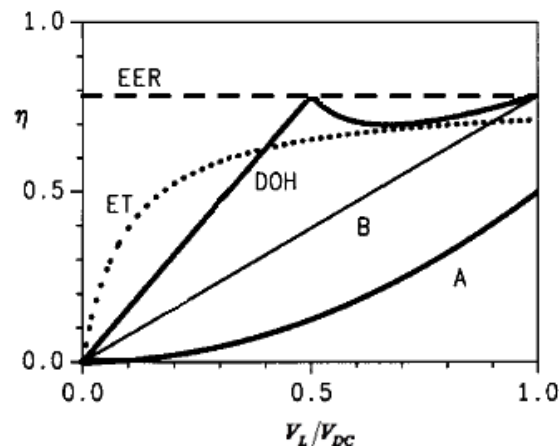


Fig. 4 Rendimento teórico das arquitecturas EER, ET, Doherty e das classes A e B, alterado de [7].

Por outro lado, existem as seguintes duas técnicas de modulação da tensão de alimentação:

- **Envelope Elimination and Restoration (EER) [8]:** Esta técnica combina um PA altamente eficiente, mas não linear, com um amplificador de envelope igualmente eficiente, para implementar um PA linear com alta eficiência. O seu diagrama de blocos pode ser observado na Fig. 5.

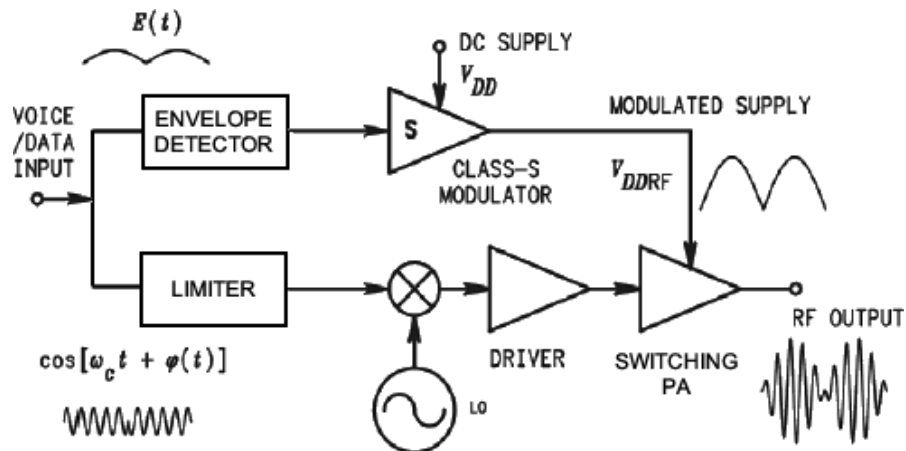


Fig. 5 Diagrama de blocos da técnica Envelope Elimination and Restoration, modificado de [7].

O sinal RF modulado em amplitude e fase é aplicado ao limitador e ao detector de envolvente. O limitador vai eliminar a envolvente, obtendo um sinal apenas com a informação de fase e com amplitude constante. Por outro lado, através do detector de envolvente, obtém-se um sinal apenas com a informação de amplitude que será amplificado por um modulador classe S. O sinal com a envolvente constante será amplificado pelo PA a operar em comutação, onde a alimentação deste é modulada pelo sinal proveniente do modulador classe S, recombinao, assim, os dois sinais anteriores. Com isto consegue-se obter uma réplica do sinal de entrada RF amplificado.

Em contraste aos amplificadores lineares, a arquitectura EER opera com uma elevada eficiência numa maior gama de potências, como se pode observar na Fig. 4.

• **Envelope Tracking (ET) [9]:** esta técnica é semelhante à técnica EER. Porém, usa um PA linear, em vez do PA em saturação, e não tem um limitador. No sistema ET, o detector de envolvente recolhe igualmente o sinal com a informação da amplitude. No entanto, o modulador classe S, em vez de modular o PA de RF, vai ajustar o nível da tensão de alimentação  $V_{DDRF}$ , para que o PA de RF esteja sempre numa zona linear. Com isto, consegue-se uma amplificação linear eficiente do sinal de entrada RF modulado em amplitude e fase [10].

O rendimento que se atinge com a técnica ET é significativamente maior do que o de um PA de RF linear convencional, mas menor do que o rendimento atingido com a técnica EER [7]. Pode-se observar na Fig. 4, o rendimento de um sistema que aplica a técnica ET, usando um conversor ideal e um PA de RF a operar em classe B.

Esta dissertação irá abordar a transmissão polar, que opera num regime híbrido entre EER e ET. Na transmissão polar, para valores mais elevados do sinal de entrada, o PA vai operar como na técnica EER convencional, usando uma modulação pré-distorcida  $v_{DD} [v_{in}(t)]$ , com sinal de excitação  $v_g(t)$  constante, maximizando-se o tempo que o PA opera em modo de comutação, optimizando a PAE. Para baixos valores, a operação EER é complementada com ET, seleccionando uma variação adequada de  $v_g [v_{in}(t)]$  para superar a não linearidade de *carrier-feed-through* (passagem directa do sinal de entrada para a saída através da capacidade  $C_{gd}$ ) e uma PAE instantânea negativa [11].

Para se tirar melhor partido destas técnicas é necessário projectar amplificadores de RF altamente eficientes e, portanto, que operem à comutação, como é o caso dos amplificadores em Classe E, Classe F e Classe F<sup>-1</sup>. Ainda que, em teoria, estes tipos de amplificadores sejam semelhantes quando sujeitos ao seu nível de excitação nominal, apresentam comportamentos distintos quando sujeitos a níveis de sinal de entrada que os obrigam a operar em modo de corrente. Ora, isso é particularmente importante para as implementações práticas dos transmissores polares.

## 1.2 Objectivos

Esta dissertação visa o projecto, implementação e teste de um amplificador de potência RF em Classe F para aplicações de alto rendimento e linearidade em transmissores de sistemas de comunicação sem fios de arquitectura polar.

Embora se pretenda a implementação de um amplificador de potência RF em Classe F, esta dissertação tem, também, como objectivo o estudo do amplificador de potência em classe  $F^{-1}$ , uma vez que se tem vindo a mostrar muito promissor.

Pretende-se, ainda, aprender as técnicas de projecto de circuitos de electrónica de rádio-frequência, conhecer as classes de operação dos amplificadores de potência e conhecer as técnicas que permitem usar amplificadores comutados em transmissores que exigem serem lineares, dando especial ênfase à arquitectura polar.

Para além do projecto, implementação e teste do amplificador em classe F, esta dissertação tem, ainda, o objectivo de comparar o seu desempenho num transmissor polar, comparativamente ao que se obtém com um amplificador em classe E, implementado no ano anterior [12].

## 1.3 Estrutura da dissertação

De modo a atingir os objectivos mencionados, esta dissertação está organizada da seguinte forma:

No primeiro capítulo faz-se o enquadramento do trabalho que se realizará e clarificam-se os seus objectivos.

No segundo capítulo apresenta-se um sumário sobre os amplificadores de potência de RF, onde se pretende explicar as classes de operação e apresentar as suas características de modo a que estes possam ser avaliados e comparados.

O terceiro capítulo é dedicado aos amplificadores de potência a operarem em classe F e classe  $F^{-1}$ , onde se apresentam as condições que levam ao óptimo funcionamento das duas classes de operação. É ainda feita uma breve comparação entre estas duas classes.

No quarto capítulo são mostrados todos os passos realizados para o projecto de um amplificador de potência a operar em classe F e em classe  $F^{-1}$ , realizado com linhas de transmissão.

O quinto capítulo trata da implementação do amplificador em classe F, onde se apresentam todos os aspectos que se teve que ter em conta, assim como as dificuldades encontradas e respectivas soluções. São ainda apresentados os resultados experimentais e uma comparação destes com os resultados obtidos em simulação.

No sexto capítulo é realizada uma comparação do desempenho, que se teria num transmissor polar, entre os amplificadores em classe F e classe  $F^{-1}$  projectados e o amplificador em classe E, projectado no ano anterior [12].

Por fim, no sétimo capítulo, são apresentadas todas as conclusões sobre este trabalho e sugestões para o trabalho futuro.



## Capítulo II

### Amplificadores de potência

Quando se projecta um amplificador de potência, há vários aspectos que se têm que ter em conta. Existe a necessidade de definir compromissos entre a sua eficiência, linearidade, potência de saída e o seu ganho. Os amplificadores de potência têm assim várias classes de operação, tais como a Classe A, B, AB, C, D, E e F, que são distinguidas pela configuração do circuito e pelo modo de operação do dispositivo activo.

#### 2.1 Linearidade e Distorção

Todos os sistemas são não lineares. No entanto, podem ser linearizados à volta de um ponto de repouso. Os amplificadores de potência não são excepção. Estes são os principais responsáveis pelas não linearidades de um sistema de transmissão [1]. Pode-se provar a não linearidade dos PA recorrendo ao balanço de potências, como se mostra na Fig. 6.

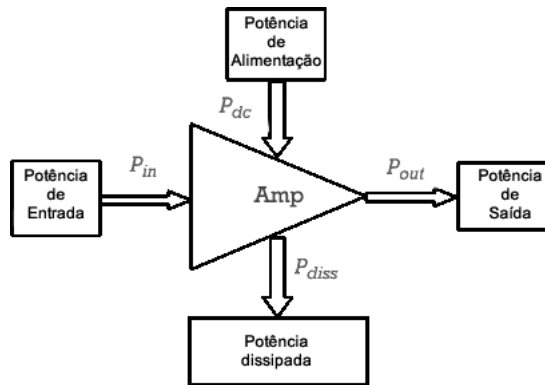


Fig. 6 Balanço de potências de um PA usado para provar que todos os PA são inerentemente não lineares [13].

Através da Fig. 6, tira-se que:

$$P_{in} + P_{DC} = P_{out} + P_{diss} \quad (2.1)$$

onde  $P_{in}$  é a potência de entrada,  $P_{DC}$  é a potência de alimentação,  $P_{diss}$  é a potência que é dissipada no PA e, finalmente,  $P_{out}$  é a potência de saída. Sabendo que:

$$G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (2.2)$$

e rearranjando as equações (2.1) e (2.2) obtêm-se:

$$G_p = 1 + \frac{P_{DC} - P_{diss}}{P_{in}} \quad (2.3)$$



Para que um PA seja linear,  $G_p$  teria de ser constante, para qualquer valor de  $P_{in}$ . Logo, através da equação (2.3) conclui-se que todos os PA são não lineares, uma vez que  $P_{diss}$  tem um valor mínimo teórico igual a zero e que  $P_{DC}$  está limitada por um valor finito de potência que a fonte de alimentação é capaz de fornecer [13].

Como um PA é não linear, para simplificar o seu estudo e cálculos, é usual aproximar, por uma série de potências, a função que transforma o sinal de entrada no sinal de saída, como na equação (2.4).

$$y[x(t)] = a_1x(t) + a_2x(t)^2 + \dots + a_Nx(t)^N \quad (2.4)$$

Para melhor estudar a distorção não linear do PA, é aplicado um sinal na entrada com dois tons, tal como:

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \quad (2.5)$$

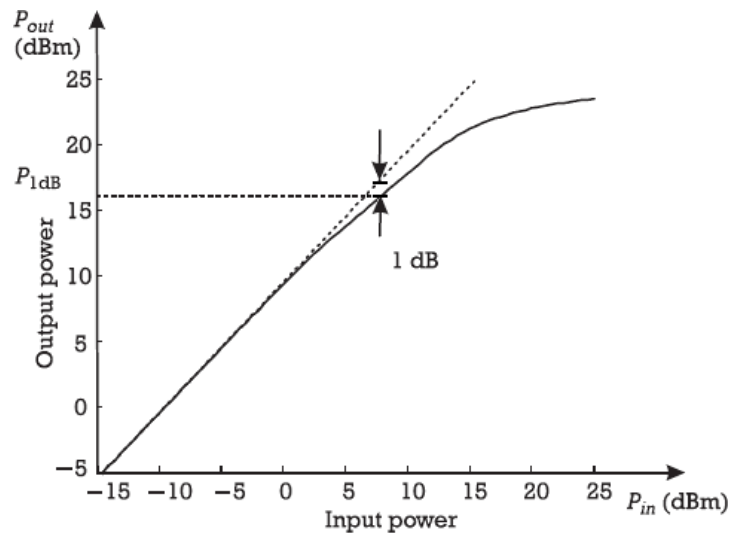
As não linearidades dos PA vão gerar novas componentes espectrais, as quais provocam efeitos de distorção não lineares, descritos na Tabela 1.

**Tabela 1 Componentes da resposta não linear de 3ª ordem a dois tons e seus efeitos, retirado de [1].**

	Efeito	Mistura
1	Desvio do ponto de repouso	$\omega_1 - \omega_1, \omega_2 - \omega_2$
2	Sinal à banda base (Distorção de Intermodulação de 2º ordem)	$\omega_2 - \omega_1$
3	Intermodulação de 3º ordem dentro da banda	$2\omega_1 - \omega_2$
4	Sinal de saída a $\omega_1$	$\omega_1$
5	Conversão AM/AM e AM/PM	$\omega_1 + \omega_1 - \omega_1$
6	Perda de Sensibilidade	$\omega_1 + \omega_2 - \omega_2$
7	Sinal de saída a $\omega_2$	$\omega_2$
8	Conversão AM/AM e AM/PM	$\omega_2 + \omega_2 - \omega_2$
9	Perda de sensibilidade	$\omega_2 + \omega_1 - \omega_1$
10	Intermodulação de 3º ordem dentro da banda	$2\omega_2 - \omega_1$
11	2º Harmónica de $\omega_1$	$2\omega_1$
12	Distorção de Intermodulação de 2º ordem	$\omega_1 + \omega_2$
13	2º Harmónica de $\omega_2$	$2\omega_2$
14	Distorção de Intermodulação de 3º ordem	$2\omega_1 + \omega_2$
15	3º Harmónica de $\omega_1$	$3\omega_1$
16	3º Harmónica de $\omega_2$	$3\omega_2$
17	Distorção de Intermodulação de 3º ordem	$2\omega_2 + \omega_1$

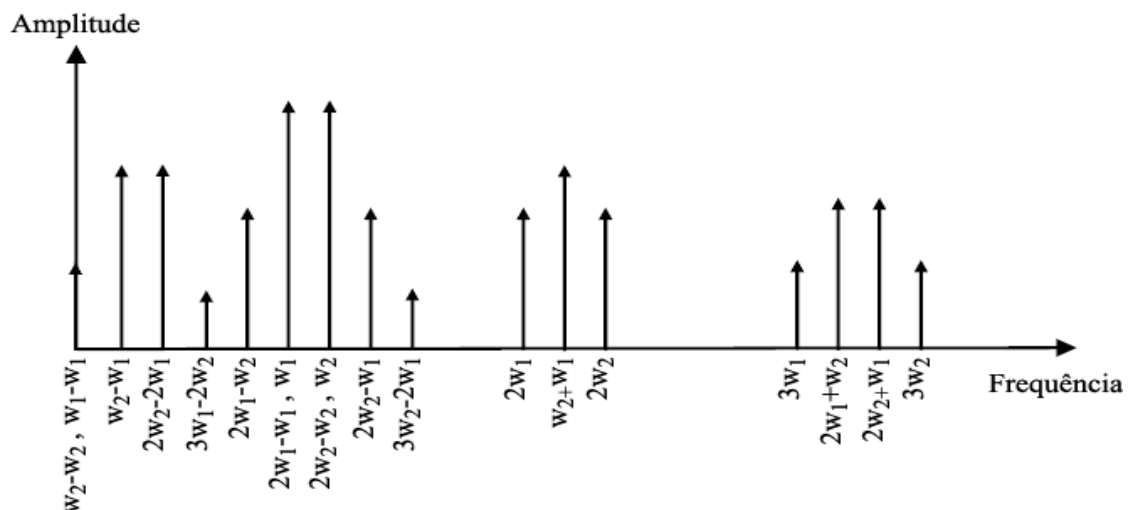
### 2.1.1 Ponto de 1dB de Compressão

A resposta não linear de um PA está descrita na Fig. 7, onde se verifica que o amplificador começa por ter um comportamento linear, para pequenos valores de sinal de entrada, e começa a comprimir, saturando depois para sinais de entrada mais elevados.



**Fig. 7 Resposta não linear de um PA e ponto de 1 dB de compressão, retirado de [13].**

O *ponto de 1 dB de compressão* é definido como o nível de potência de saída no qual o ganho comprime 1 dB, comparado com o nível de potência de saída que se obteria se o amplificador continuasse a ter uma resposta linear, como na zona de pequeno sinal. Este é um factor de mérito muito importante para caracterizar a resposta AM/AM do PA.



**Fig. 8 Espectro de frequências da resposta não linear de 3ª ordem a dois tons de um PA.**

### 2.1.2 Distorção de intermodulação (IMD)

Como se pode observar no espectro de frequências (Fig. 8), a resposta não linear dos PA contém novas componentes dentro e fora da banda. As componentes que estão fora da banda podem ser filtradas. O maior problema dos sistemas de rádio está nas componentes que caem em cima da banda, pois estas são impossíveis de filtrar por recurso a filtragem linear. A estas componentes que estão dentro da banda, dá-se o nome de distorção de intermodulação (IMD).

De modo a quantificar a distorção de intermodulação é usado o *intermodulation ratio* (IMR), que é definido pelo rácio entre a potência de saída fundamental e a potência de saída de IMD:

$$IMR = \frac{P_{fund}}{P_{IMD}} = \frac{P(\omega_1)}{P(2\omega_1 - \omega_2)} = \frac{P(\omega_2)}{P(2\omega_2 - \omega_1)} \quad (2.6)$$

### 2.1.3 Ponto de Intersecção de 3ª ordem

Por cada decibel que a potência de entrada aumenta, a potência de saída da componente fundamental, para pequeno sinal, cresce um 1dB, enquanto que a potência de distorção de intermodulação de 3ª ordem cresce 3dB. Contudo, para valores de potência de entrada elevados, ambas as curvas de potência vão comprimir, como se pode verificar na Fig. 9.

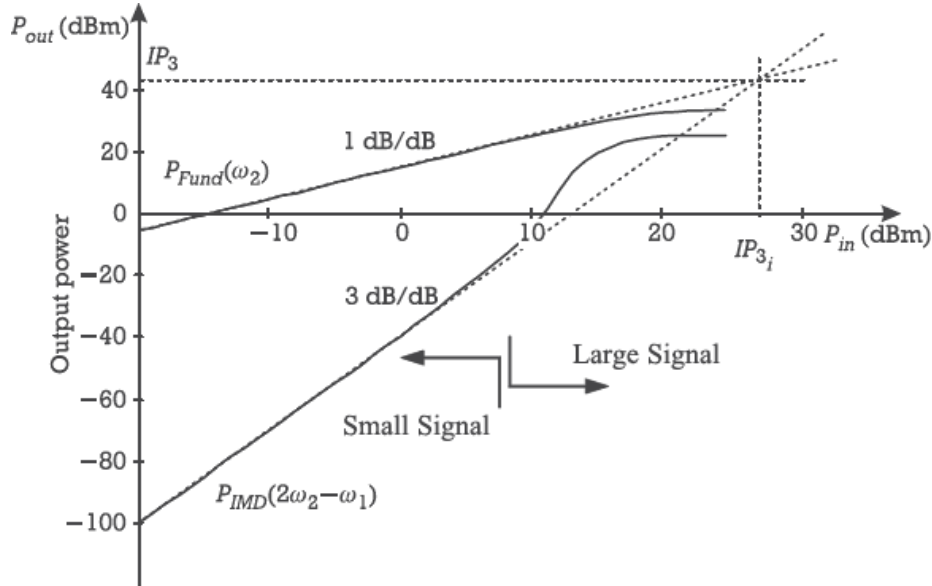


Fig. 9 Potência de saída fundamental e de distorção, e ponto de intersecção de 3º ordem, alterado de [13].

Para caracterizar este comportamento, existe um factor de mérito muito importante, o ponto de intersecção de 3ª ordem ( $IP_3$ ).  $IP_3$  é um ponto fictício, que se obtém prolongando as curvas de potência de saída fundamental e de IMD, para baixo sinal, até se intersectarem, como é mostrado na Fig. 9.

Tendo o valor de  $IP_3$ , consegue-se, para um determinado nível de potência de saída fundamental, determinar o valor de IMR, pela seguinte expressão:

$$IMR_{dBc} = 2 \cdot (IP_{3dB} - P_{out_{dB}}) \quad (2.7)$$

#### 2.1.4 Adjacent Channel Power Ratio

Comparando os espectros da entrada e da saída, mostrados na Fig. 10, o espectro de saída apresenta mais frequências que o espectro da entrada. Estas componentes de frequência adicionais chamam-se *spectral regrowth* [13].

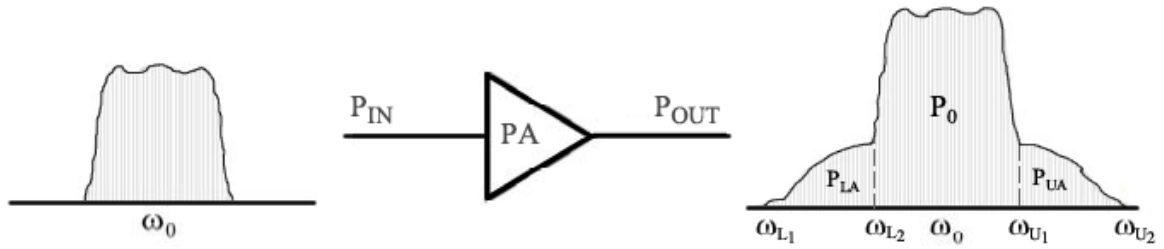


Fig. 10 Ilustração da definição de *Adjacent Channel Power Ratio*, alterado de [1].

Para avaliar a distorção nos canais adjacentes existe um factor de mérito chamado *Adjacent Channel Power Ratio* (ACPR), que consiste na relação entre a potência total de saída fundamental ( $P_o$ ) e a potência total dos canais adjacentes inferior e superior ( $P_{LA} + P_{UA}$ ), como se mostra na seguinte expressão:

$$ACPR_T = \frac{P_o}{P_{LA} + P_{UA}} = \frac{\int_{\omega_{L2}}^{\omega_{U1}} S_0(\omega) d\omega}{\int_{\omega_{L4}}^{\omega_{L2}} S_0(\omega) d\omega + \int_{\omega_{U1}}^{\omega_{U2}} S_0(\omega) d\omega} \quad (2.8)$$

Em que  $S_0$  é a função da densidade de potência de saída dentro da banda do sistema.

## 2.2 Ganho

O ganho de potência de um PA, representado pelo quadripolo na Fig. 11, pode ser definido de diversas formas, dependendo daquilo que se assume como variáveis de entrada e de saída [14].

O coeficiente de reflexão de entrada e o coeficiente de reflexão de saída são dados pelas expressões (2.9) e (2.10), respectivamente.

$$\Gamma_{IN} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (2.9)$$

$$\Gamma_{OUT} = S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (2.10)$$

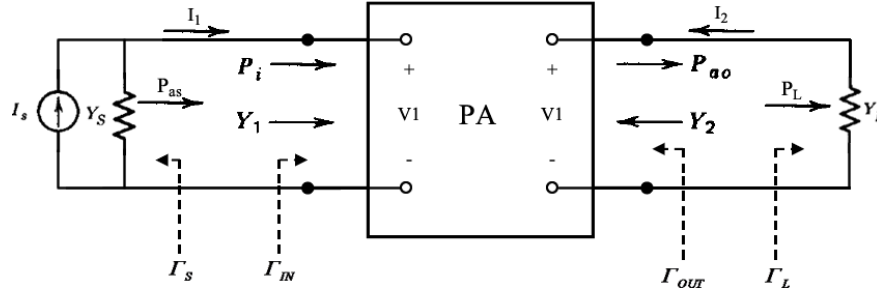


Fig. 11 Amplificador visto como um quadripolo, alterado de [14].

- **Ganho de Transdução ( $G_T$ ):**

É o ganho que é mais utilizado para caracterizar o ganho do PA, definido pela seguinte expressão:

$$G_T = \frac{\text{Potência entregue a carga } (P_L)}{\text{Potência disponível na fonte } (P_{as})} \quad (2.11)$$

O ganho de transdução depende de todos os parâmetros do sistema (parâmetros S,  $\Gamma_S$  e  $\Gamma_L$ ), como se pode ver pela expressão (2.12).

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{OUT} \Gamma_L|^2} \quad (2.12)$$

- **Ganho Disponível ( $G_A$ ):**

O ganho disponível é dado pela seguinte expressão:

$$G_A = \frac{\text{Potência disponível à saída do Amp } (P_{ao})}{\text{Potência disponível na fonte } (P_{as})} \quad (2.13)$$

Em termos dos parâmetros do sistema, este ganho depende apenas dos parâmetros S e de  $\Gamma_S$ , como se pode ver na seguinte expressão:

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{OUT}|^2} \quad (2.14)$$

Representa o máximo ganho que se pode obter de um amplificador.

- **Ganho de Potência ( $G_P$ ):**

Este ganho é definido pela expressão (2.15) e, em termos dos parâmetros do sistema, depende apenas dos parâmetros S e de  $\Gamma_L$ , como se pode ver em (2.16).

$$G_P = \frac{\text{Potência entregue à carga } (P_L)}{\text{Potência fornecida pela fonte } (P_s = P_{IN})} \quad (2.15)$$

$$G_P = \frac{I}{I - |\Gamma_{IN}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (2.16)$$

### 2.3 Estabilidade

No projecto de PA é importante garantir a estabilidade para que o amplificador projectado não entre em oscilação. Pode-se verificar a estabilidade a partir dos parâmetros S e das terminações.

Um quadripolo, como o da Fig. 11, pode ser considerado incondicionalmente estável, para uma determinada frequência, se a parte real de  $Z_{in}$  e  $Z_{out}$  forem positivas para qualquer impedância da carga e fonte. Por outro lado, se existir alguma impedância da carga e fonte que faça com que a parte real de  $Z_{in}$  e  $Z_{out}$  seja negativa, então o quadripolo poderá ser potencialmente instável ou mesmo instável.

Assim, para que um PA seja incondicionalmente estável, tem que respeitar as seguintes condições [15]:

$$|\Gamma_S| < 1 \quad (2.17)$$

$$|\Gamma_L| < 1 \quad (2.18)$$

$$|\Gamma_{IN}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (2.19)$$

$$|\Gamma_{OUT}| = \left| S_{22} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (2.20)$$

Manipulando as expressões anteriores, obtêm-se o *Rollett's stability factor* (K) e o  $\Delta$ . Tendo isto, pode-se verificar se o PA é incondicionalmente estável com as seguintes condições:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.21)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (2.22)$$

Quando o PA é potencialmente instável, existe a necessidade de saber quais as impedâncias que o tornam instável ou estável, para, assim, projectar as malhas de saída e de entrada garantindo a estabilidade. Para tal, existe o seguinte método gráfico, que recorre à carta de Smith.

As equações (2.19) e (2.20) representam um círculo na carta de Smith, onde o centro e raio das circunferências são dados por:

- Valores de  $\Gamma_L$  para os quais  $|\Gamma_{IN}| = 1$  (circunferência de estabilidade à saída):

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.23)$$

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.24)$$

- Valores de  $\Gamma_S$  para os quais  $|\Gamma_{OUT}| = 1$  (circunferência de estabilidade à entrada):

$$r_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (2.25)$$

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (2.26)$$

Estas circunferências são traçadas na carta de Smith, sendo os centros marcados em relação ao centro da carta de Smith. Por conseguinte, verifica-se se a zona estável se situa dentro ou fora da circunferência. Para o caso em que a circunferência não envolva o centro da carta Smith, no plano de  $\Gamma_L$ , se o módulo de  $S_{11}$  for maior que um, então a zona estável é dentro da circunferência de estabilidade. Por outro lado, se o módulo de  $S_{11}$  for menor que a unidade, então a zona estável é fora da circunferência de estabilidade. No plano de  $\Gamma_S$  é semelhante, mas a análise é feita com o módulo de  $S_{22}$  [15]. Pode-se observar isto nas seguintes figuras:

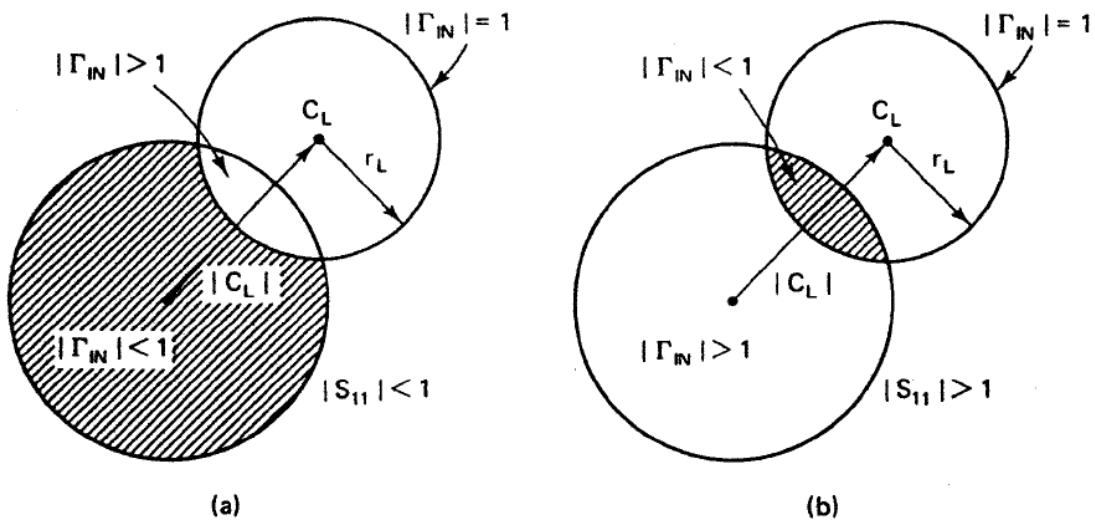


Fig. 12 Ilustração na carta de Smith das regiões estáveis e instáveis no plano  $\Gamma_L$ , retirado de [15].

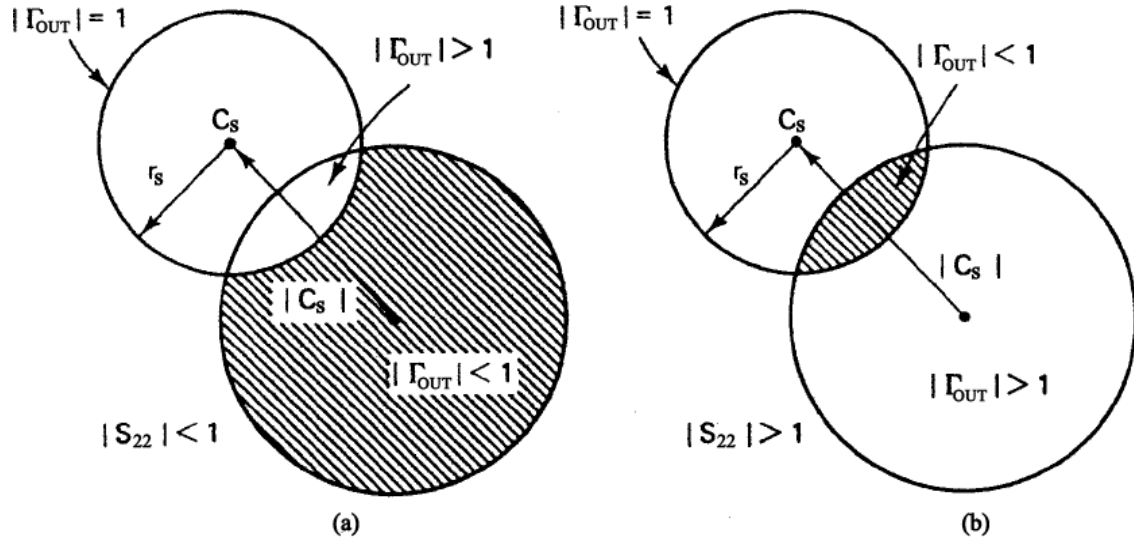


Fig. 13 Ilustração na carta de Smith das regiões estáveis e instáveis no plano  $\Gamma_S$ , alterado de [15].

No caso em que a circunferência envolva o centro da carta Smith, esta análise é exactamente ao contrário.

## 2.4 Eficiência

O amplificador de potência tem como objectivo principal converter a potência proveniente da fonte de alimentação em potência RF na saída, por isso, um PA é tanto melhor quanto mais eficiente for essa conversão. Assim, este factor de mérito deve ser avaliado em função da potência adicionada,  $P_a = P_{out} - P_{in}$ , e não do ganho,  $G_p = P_{out} / P_{in}$  [13].

No projecto de um PA ao maximizar a sua eficiência e a potência máxima de saída, o ganho deixa de ser suficientemente elevado para se desprezar  $P_{in}$ . Logo, quando se avalia o desempenho de um PA, deve-se ter em conta a *power added efficiency* (PAE). Este factor de mérito é definido pela razão entre a potência adicionada e a potência proveniente da fonte de alimentação, como na expressão:

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{DC}} \quad (2.27)$$

Uma outra maneira de avaliar a eficiência é considerando apenas a relação entre a potência de saída e a potência DC proveniente da fonte de alimentação, sendo denominada por eficiência de dreno ou simplesmente por rendimento e é dada pela seguinte expressão:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} \quad (2.28)$$



De notar que, para valores de  $P_{out}$  muito superiores a  $P_{in}$ , estas duas formas de avaliar a eficiência serão semelhantes. No entanto, quando  $P_{in}$  representa uma parte substancial de  $P_{out}$ , a PAE será consideravelmente inferior ao  $\eta$ .

## 2.5 Classes de operação

Como já foi referido, os amplificadores de potência têm várias classes de operação, que diferem na configuração do circuito e no método de operação do dispositivo activo. As classes de operação convencionais (classe A, B, AB, C) baseiam-se no ângulo de condução. No entanto, para atingir maior PAE, apareceram novas classes de operação, tais como as classes D, E, F.

### 2.5.1 Amplificadores a operar em classes baseadas em ângulo de condução

Estas classes de operação têm em comum o mesmo esquema (Fig. 14). O dispositivo activo é alimentado com duas fontes, através de um RF Choke (RFC), de modo a polarizá-lo e, assim, definir o ângulo de condução (representado por  $2\theta$  na Fig. 15). Através do condensador de bloqueio ( $C_b$ ) passará o sinal RF, tendo na saída um circuito tanque LC paralelo, ressonante à frequência fundamental, onde as harmónicas serão curto-circuitadas. Em consequência, na saída apenas aparecerá a componente fundamental.

Nestas classes, o dispositivo activo funciona como uma fonte de corrente, que conduz numa porção de tempo do ciclo RF. Este tempo é, normalmente, convertido em ângulo, onde se denomina de ângulo de condução e é definido pelo ponto de repouso.

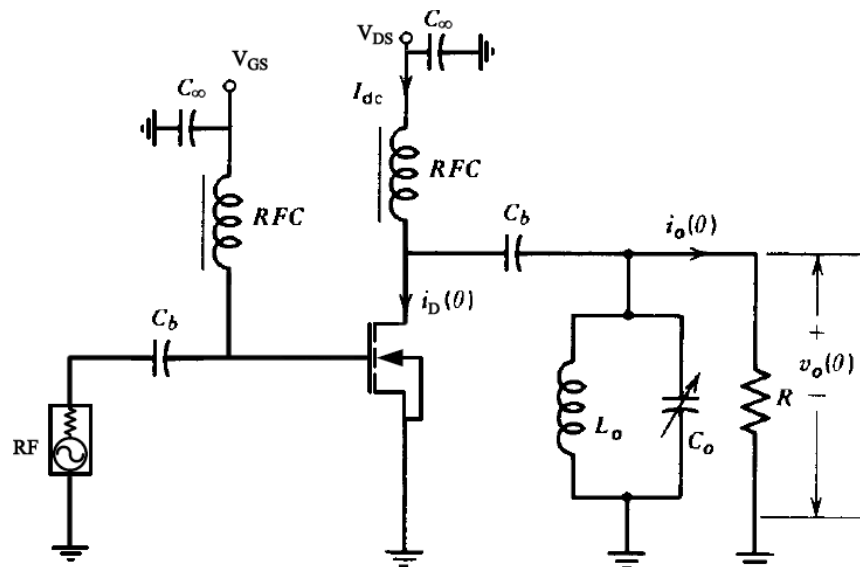


Fig. 14 Esquema genérico das classes de operação baseadas no ângulo de condução, alterado de [14].

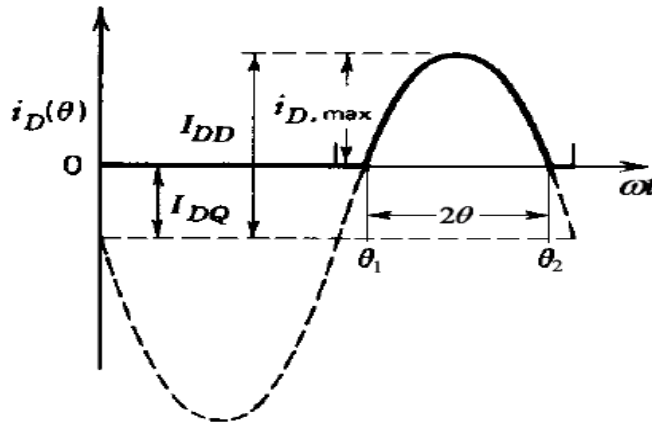


Fig. 15 Definição de ângulo de condução de um PA, alterado de [14].

Na Fig. 15,  $I_{DQ}$  é a corrente de dreno de repouso,  $i_{D,Max}$  é a corrente máxima que o dispositivo pode fornecer e  $I_{DD}$  é a diferença entre  $i_{D,Max}$  e  $I_{DQ}$ .

As zonas de polarização do transistor, que definem a classe de operação, podem ser observadas na Fig. 16, onde está representada a curva característica da corrente de dreno em função da tensão de gate para uma determinada tensão de dreno:

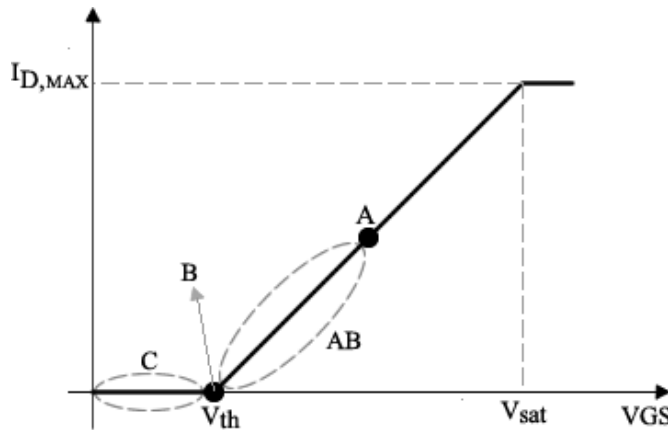


Fig. 16 Zonas de polarização, das classes de operação, na curva característica de um transistor.

Pode-se exprimir a potência de saída, potência DC e o rendimento de um PA em função do ângulo de condução, definido na Fig. 15.

A potência de saída fundamental é dada por (2.29), onde  $V_1$  e  $I_1$  são as amplitudes das componentes fundamentais da tensão e corrente, respectivamente e  $V_{DC}$  é a amplitude da tensão de alimentação.

$$P_{out} = \frac{1}{2} V_1 \times I_1 = \frac{1}{2} V_{DC} \times \frac{I_{D,MAX}}{2\pi} \left( \frac{2\theta - \sin 2\theta}{1 - \cos \theta} \right) \quad (2.29)$$

A potência DC é dada pela seguinte expressão:

$$P_{dc} = V_{dc} \times I_{dc} = V_{DC} \times \frac{I_{D,MAX}}{\pi} \left( \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta} \right) \quad (2.30)$$

Com as expressões (2.29) e (2.30), pode-se agora calcular o máximo rendimento em função do ângulo de condução:

$$\eta_{Max} = \frac{P_{out}}{P_{dc}} = \frac{2\theta - \sin 2\theta}{4(\sin \theta - \theta \cos \theta)} \quad (2.31)$$

Para obter a máxima potência de saída de cada classe é necessário que a carga obtida à saída do transistor seja igual a:

$$R_{opt} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_{dc}}{I_{D,Max}} 2\pi \left( \frac{1 - \cos \theta}{2\theta - \sin 2\theta} \right) \quad (2.32)$$

É de notar que as expressões anteriores foram obtidas considerando que o transistor tem uma tensão de saturação igual a zero e que  $2V_{DC}$  é menor que a tensão de disrupção ( $V_{BR}$ ).

O amplificador a operar em classe A é o mais linear, pois tem um ângulo de condução igual a  $2\pi$ , ou seja, o transistor vai estar sempre a conduzir. No entanto, os amplificadores desta classe vão ter um rendimento máximo de 50%, como se pode determinar em (2.31) igualando  $2\theta = 2\pi$ . Esta classe de amplificadores tem outra desvantagem, que é a de dissiparem mais potência quando estão em repouso do que quando têm um sinal de excitação.

O amplificador a operar em classe B tem o transistor polarizado no limiar de condução, denominado por tensão de *threshold* (Fig. 16), ou seja, tem um ângulo de condução igual a  $\pi$ , conduzindo apenas metade do ciclo enquanto na outra metade o transistor fica ao corte. Com isto, estes amplificadores conseguem ser mais eficientes que os amplificadores a operar em classe A, tendo um rendimento máximo de 78.5% e a vantagem de não dissipar potência quando não têm sinal de excitação na entrada. Contudo os amplificadores a operar em classe B, requerem o dobro da excursão de tensão de entrada quando comparados com um PA a operar em classe A, ou seja, têm metade do ganho que um PA a operar em classe A [16].

Entre as duas classes de operação anteriores, existe a classe AB. Nesta classe o amplificador é polarizado acima da tensão de *threshold*. No entanto, com uma tensão inferior à classe A (Fig. 16), tendo, assim, um ângulo de condução entre  $\pi$  e  $2\pi$ . Com isto, consegue-se que o amplificador seja mais eficiente que a classe A, mas menos do que a classe B [17].

Para finalizar, existe a classe C, onde o ponto de polarização está abaixo da tensão de *threshold* (Fig. 16), ou seja, tem um ângulo de condução inferior a  $\pi$  levando o transistor a conduzir menos do que metade do ciclo RF. Com isto, consegue-se, um maior rendimento que as classes anteriores. Teoricamente, a classe C, pode chegar a um rendimento de 100%. No entanto, devido a ter um ângulo de condução baixo, o ganho será menor, fazendo com que tenha baixos valores de PAE. Outra desvantagem desta

classe é ser extremamente não linear apresentando uma grande distorção na amplitude do sinal.

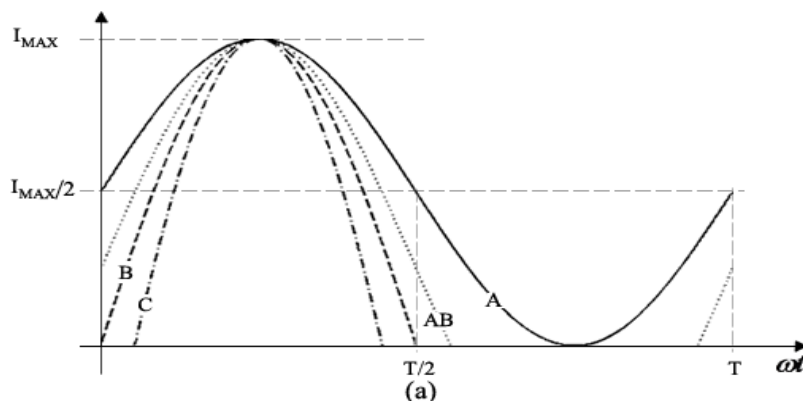
A Tabela 2 apresenta um resumo destas classes de operação, mostrando a potência de saída máxima, potência DC consumida, rendimento máximo e a carga ótima de cada classe.

**Tabela 2 Ângulo de condução, potência máxima de saída, potência DC consumida, carga ótima e rendimento das classes de operação convencionais, alterado de [13].**

Classe de Operação	$2\theta$	$P_{L,max}$	$P_{DC}$	$R_{L,opt}$	$\eta_{max}$
Classe A	$2\pi$	$0.25 \times V_{DD} I_{MAX}$	$0.5 \times V_{DD} I_{MAX}$	$2 \times \frac{V_{DD}}{I_{MAX}}$	50%
Classe AB	$\frac{3\pi}{2}$ (exemplo)	$0.26 \times V_{DD} I_{MAX}$	$0.44 \times V_{DD} I_{MAX}$	$1.88 \times \frac{V_{DD}}{I_{MAX}}$	60.1%
Classe B	$\pi$	$0.25 \times V_{DD} I_{MAX}$	$0.32 \times V_{DD} I_{MAX}$	$2 \times \frac{V_{DD}}{I_{MAX}}$	78.5%
Classe C	$\frac{\pi}{2}$ (exemplo)	$0.15 \times V_{DD} I_{MAX}$	$0.16 \times V_{DD} I_{MAX}$	$3.22 \times \frac{V_{DD}}{I_{MAX}}$	94%
Classe C	0 (exemplo)	0	0	$\infty$	100%

Para além disso, é de notar que muito mais importante que os valores de máximo rendimento, é a dependência do rendimento com o nível de excitação, em particular para sinais com elevado PAPR, dado que é isso que vai determinar o rendimento médio numa operação real.

Nas seguintes figuras (Fig. 17 e Fig. 18) pode-se observar as formas de onda de corrente e tensão dos amplificadores a operar nas classes supracitadas:



**Fig. 17 Formas de onda de corrente das classes de operação convencionais.**

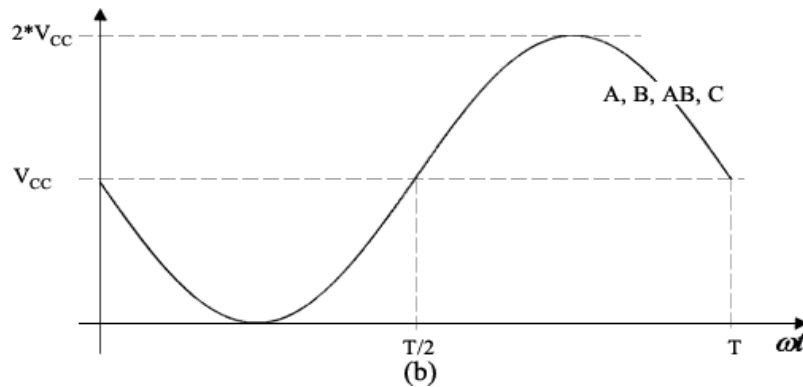


Fig. 18 Formas de onda de tensão das classes de operação convencionais.

### 2.5.2 Amplificadores de alta eficiência

As classes de operação anteriores apresentam baixos valores de PAE, levando ao aparecimento de novas classes de operação (classe D, E e F) que usam técnicas que minimizam a potência dissipada no dispositivo para, assim, maximizar a PAE.

No modo de comutação (classe D e E), conseguem-se valores de PAE mais elevados pelo facto dos dispositivos activos operarem em modo de comutação, em vez de serem fontes de corrente. Se o dispositivo activo fosse um *switch* ideal, isto é, se a “resistência ON” fosse zero, a “resistência OFF” fosse infinita e o tempo de transição de ON para OFF fosse zero [17], nunca existiria corrente e tensão ao mesmo tempo. Logo, não haveria dissipação de potência. A classe F usa uma configuração que inclui circuitos ressonantes às harmónicas ímpares, conseguindo assim um controlo harmónico que vai permitir a alteração das formas de onda, o que, por sua vez, reduz o produto médio entre corrente e tensão. Um número infinito de circuitos ressonantes às harmónicas ímpares resulta no modo de operação ideal da classe F, tendo uma onda quadrada de tensão e uma meia onda sinusoidal de corrente, conseguindo assim que não haja potência dissipada.

- **Classe D**

Os PA que operam em classe D são implementados com dois dispositivos activos e um filtro LC na saída. Os dispositivos activos vão funcionar como dois *switchs* que se ligam e desligam em oposição de fase e com um *duty cycle* de 50%, de modo a obter uma onda quadrada de tensão ou corrente. O filtro está sintonizado à frequência fundamental de modo a eliminar as harmónicas, para que na saída apenas se tenha uma onda sinusoidal com a frequência fundamental. Com isto os PA em classe D atingem uma eficiência de 100% [14]. Esta classe de operação foi apresentada em 1959, por P. J. Baxandall [18].

Na Fig. 19 observa-se a configuração *complementary voltage-switching*, uma das configurações possíveis para implementar um amplificador a operar em classe D, onde os transformadores da entrada se encarregam de fazer com que os dispositivos activos actuem como *switch* desfasados  $180^\circ$  entre si e com um *duty cycle* de 50%.

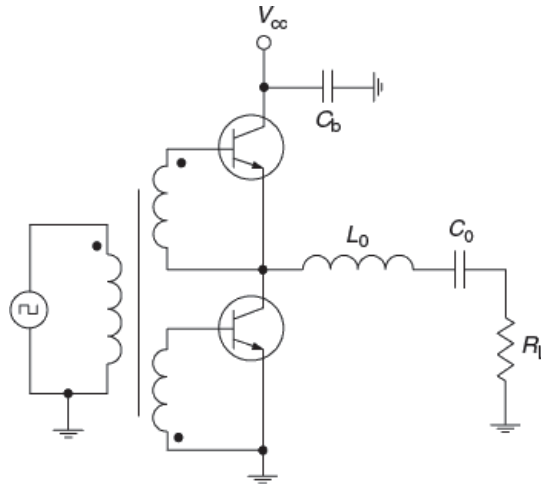


Fig. 19 PA em classe D com a configuração *complementary voltage-switching*, retirado de [19].

Assim, em condições ideais, a forma de onda da tensão de colectador será uma onda quadrada e a forma de onda de corrente terá a forma de meia onda sinusoidal, como na classe B. Estas formas de onda podem ser observadas na Fig. 20.

Na realidade, os dispositivos activos não são ideais, pois, quando estão a conduzir, apresentam uma tensão diferente de zero, fazendo com que haja perdas. Para além disso, têm uma capacidade que, para frequências mais elevadas, vai ser a maior fonte de perdas [20].

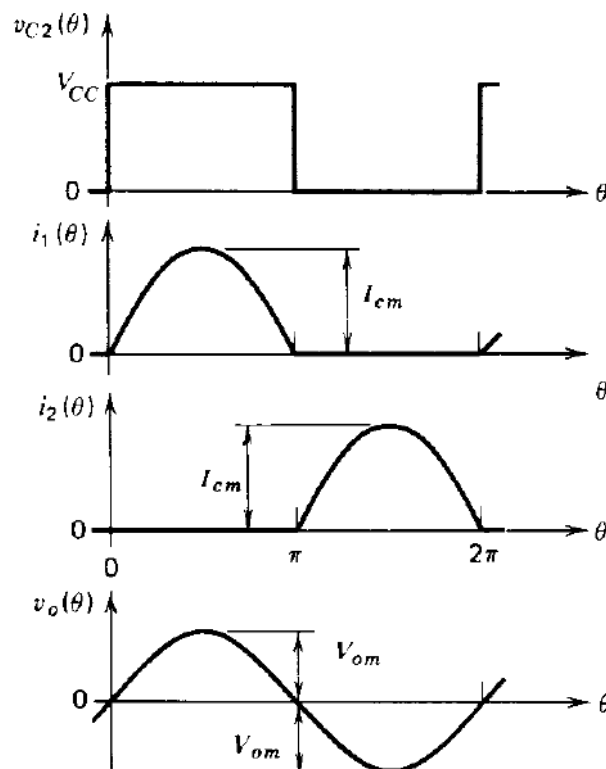


Fig. 20 Formas de onda da configuração *complementary voltage-switching*, retirado de [14].

Quando um transistor está cortado, a sua capacidade de saída tem uma tensão nos seus terminais, armazenando energia, cujo valor é dado pela expressão (2.33).

$$E = \frac{1}{2} C_{DS} V_{DS}^2 \quad (2.33)$$

Assim, quando o transistor voltar a conduzir, o condensador vai descarregar esta energia armazenada sobre ele. Como isto acontece a cada meio ciclo e em cada transistor, a potência consumida por cada ciclo, nos dois transistores será dada por:

$$P_s = C_{DS} V_{DS}^2 f \quad (2.34)$$

Os atrasos e os tempos de armazenamento, não só contribuem para que haja perdas, como também fazem com que haja o perigo da destruição do transistor por se atingir a tensão de ruptura [20].

### • Classe E

De modo a corrigir o problema da dissipação da energia armazenada no transistor, surge uma nova classe de operação, a classe E, introduzida em 1975 por Nathan O. Sokal e Alan D. Sokal. Com ele conseguiram implementar um PA a 3.9 MHz com 28W de potência de saída e uma eficiência de 96% [21].

A primeira configuração proposta pelos Sokal contém apenas um transistor que tem um sinal de excitação de modo a operar como um *switch* e está ligado a uma malha de saída (Fig. 21). Esta malha de saída é constituída por um *choke* ( $L_1$ ), por um circuito LC série ( $C_2$  e  $L_2$ ), por uma carga e por um condensador ( $C_1$ ) que é a soma da capacidade intrínseca do transistor e das capacidades parasíticas que existem à saída.

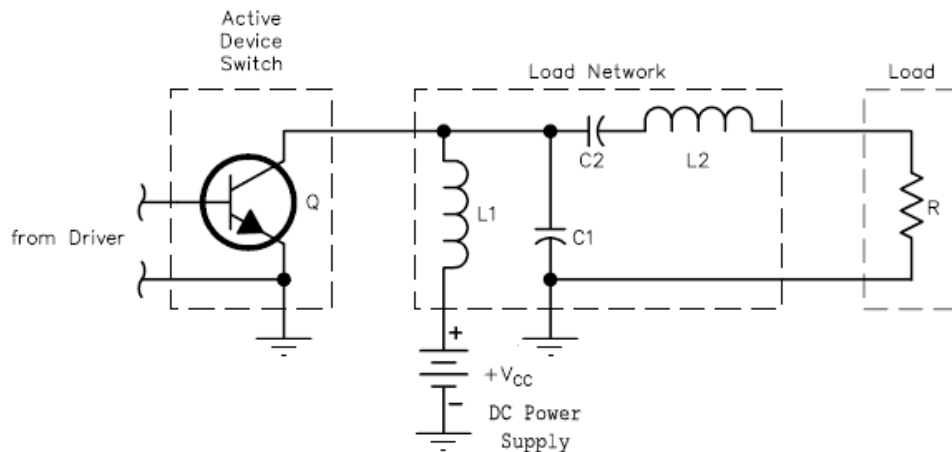


Fig. 21 Esquema do PA a operar em Classe E, retirado de [21].

A malha de saída é projectada de modo a garantir duas condições essenciais:

- *Zero Voltage Switching*: Quando o transistor está no estado OFF, a tensão tem de chegar a zero momentos antes da transição para o estado ON, de modo a que, quando a corrente comece a fluir, já não haja tensão nos terminais do transistor. Isto permite que o

condensador de saída não tenha energia armazenada, fazendo com que não haja dissipação no transistor [21].

- *Zero Slope Voltage Switching*: Quando o transistor comuta do estado OFF para o estado ON, a derivada da tensão tem de ser zero, para permitir um desfasamento acidental sem que a eficiência desça demasiado [21].

A Fig. 22 mostra as formas de ondas conceptuais do PA a operar em classe E, onde se podem verificar as condições anteriores, assim como a não ocorrência de tensão e corrente em simultâneo, conseguindo assim atingir uma eficiência teórica de 100%.

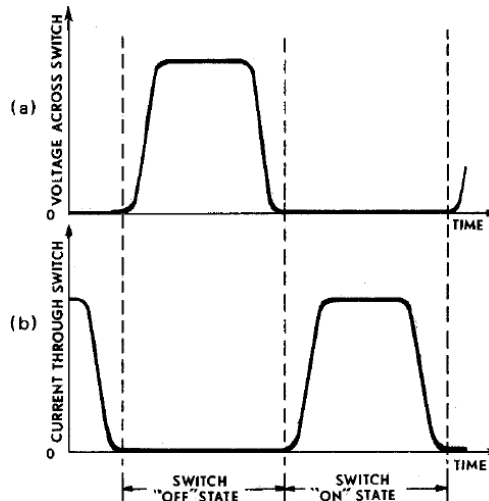


Fig. 22 Formas de ondas conceptuais do PA em Classe E, retirado de [21].

### • Classe F

A classe F é dos métodos mais antigos para maximizar a eficiência, tendo sido introduzido em 1912, por V. Tyler [22]. Com o aparecimento de transistores com *tensões de ruptura* elevadas torna-se num método muito promissor por conseguir maiores valores de potência de saída [23].

A Fig. 23 mostra o circuito base de um PA a operar em classe F, onde se pode observar que a malha de saída contém filtros que permitem que, no dreno, às harmónicas ímpares se veja um circuito aberto, às harmónicas pares se veja um curto-circuito e à frequência fundamental se veja a carga óptima. Esta malha ainda se responsabiliza por garantir que na saída apenas se tenha a componente fundamental.

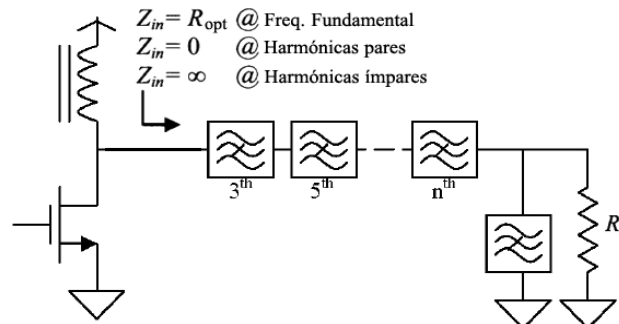


Fig. 23 Esquema do PA em Classe F, alterado de [24].



Este controlo harmónico vai permitir que no dreno apareçam componentes às harmónicas ímpares, tendo assim uma onda de tensão mais achatada e, no limite, obter uma onda de tensão quadrada. Assim, como se pode ver pela Fig. 24, consegue-se que não haja tensão e corrente em simultâneo, ou seja, um rendimento teórico de 100%.

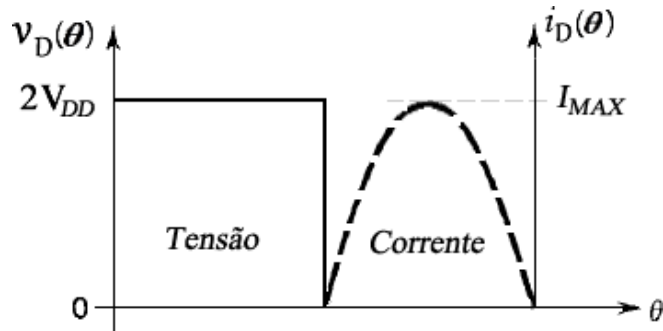


Fig. 24 Formas de onda ideais de um PA em classe F.

Existe uma variação da classe F, denominada por Classe F invertido (classe  $F^{-1}$ ). Neste amplificador, a malha de saída fará com que se crie no colector uma onda quadrada de corrente e uma meia onda sinusoidal de tensão. Ou seja, o PA em classe F invertido, apresenta um comportamento dual do PA em classe F, conseguindo também o rendimento de 100%.

## Capítulo III

### Amplificador em Classe F e Classe F<sup>-1</sup>

Desde a introdução da classe F, por Tyler, a classe F e a classe F invertido têm vindo a evoluir devido, também, à evolução dos dispositivos activos. Estes apresentam tensões de disrupção mais elevadas e capacidades intrínsecas menores. A Tabela 3 mostra o estado de arte de PA's a operarem em classe F e F<sup>-1</sup>.

**Tabela 3 Estado de arte da classe F e F<sup>-1</sup>**

Tipo de dispositivo	Referência	Classe de Operação	Frequência	$P_{out}$ (W)	Ganho (dB)	PAE (%)
GaN HEMT	2006 [23]	Classe F	2 GHz	16.5	13	85
GaN HEMT	2008 [25]	Classe F <sup>-1</sup>	1 GHz	5	19	77.7
GaN HEMT	2008 [26]	Classe F <sup>-1</sup>	879 MHz	1	21	76.3
GaN pHEMT	2009 [27]	Classe F <sup>-1</sup>	2.35 GHz	40	10	55.7
GaN HEMT	2009 [28]	Classe F <sup>-1</sup>	3.5 GHz	11	12	78

Ambas as classes têm uma malha de saída que recorre a controlo harmónico para alterar as formas de onda, de modo a maximizarem a eficiência. O facto de uma utilizar as harmónicas ímpares e outra as harmónicas pares na tensão de dreno, faz com que apresentem comportamentos diferentes. Para compreender estas diferenças, irá ser abordado neste capítulo, o princípio de funcionamento de ambas as classes para, posteriormente, poder compará-las.

#### 3.1 Classe F

Como referido anteriormente, o PA em classe F é caracterizado pela sua malha de saída fazendo com que a tensão contenha apenas harmónicas ímpares e que a corrente contenha apenas harmónicas pares. Assim sendo, a tensão e a corrente serão dadas pelas expressões, (3.1) e (3.2), respectivamente.

$$v_{DS} = V_{DC} + V_1 \sin(\mathcal{G}) + \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} V_n \sin(n \times \mathcal{G}) \quad (3.1)$$

Onde  $V_{DC}$  é a tensão de alimentação,  $V_1$  é a amplitude da componente fundamental de tensão,  $V_n$  é a amplitude das componentes harmónicas ímpares e  $\mathcal{G}$  é igual a  $\omega t$ .

$$i_{DS} = I_{DC} - I_1 \sin(\vartheta) - \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} I_n \cos(n \times \vartheta) \quad (3.2)$$

Onde  $I_{DC}$  é a componente DC da corrente,  $I_1$  é a amplitude da componente fundamental da corrente e  $I_n$  é a amplitude das componentes harmónicas pares.

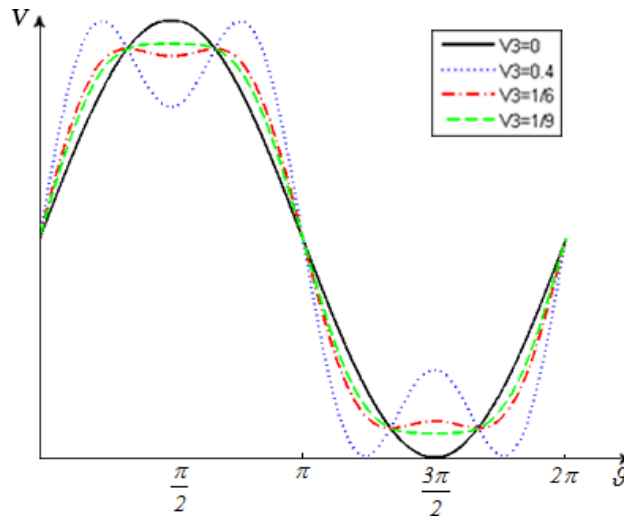
Com este aparecimento de componentes harmónicas, a forma de onda sinusoidal de tensão será achatada e, no limite, passará a ser uma onda quadrada. Esta alteração da forma de onda será considerada, de um ponto de vista matemático, na seguinte secção.

### 3.1.1 Controlo harmónico

De modo a facilitar a compreensão da alteração da forma de onda de tensão, devido ao aparecimento de componentes harmónicas, ter-se-á em consideração apenas a adição da terceira harmónica, como se observa na expressão(3.3):

$$V_{DS}(\vartheta) = V_{DC} + V_1 \sin(\vartheta) + V_3 \sin(3\vartheta) \quad (3.3)$$

A Fig. 25 mostra as formas de onda que se obtêm para vários valores de  $V_3$  normalizados. Ao somar em fase a terceira harmónica com a componente fundamental, o sinal resultante terá uma excursão de pico-a-pico menor do que o sinal só com a componente fundamental [29].



**Fig. 25 Alteração da forma de onda sinusoidal com a adição da terceira harmónica para diversos valores de  $V_3$  normalizados.**

Ainda na Fig. 25, pode-se observar que quando a amplitude de  $V_3$  é igual a  $V_1/9$ , a forma de onda resultante terá o máximo achatamento, contendo apenas um pico, com uma amplitude dada por  $V_{pk} = V_1 - V_3 = 8V_1/9$ .

Para valores de  $V_3$  superiores a  $V_1/9$ , a forma de onda resultante começará a apresentar dois picos de igual amplitude e inferior a  $8V_1/9$ . À medida que  $V_3$  continuar a aumentar, a amplitude desses picos continuará a descer até  $V_3$  igualar  $V_1/6$ , altura em que esses máximos atingem um mínimo global, dado por  $V_{pk} = \sqrt{3}/2 \times V_1$ . Ainda existe outro ponto particular ( $V_3 = V_1 \times 0.4$ ), onde os picos da forma de onda resultante igualam o pico da componente fundamental [29].

Para obter a máxima potência é necessário ter a máxima excursão possível. Nesse sentido, olhando para a expressão (3.3), o valor mínimo de  $V_{DS}(\theta)$  deve ser zero. Assim, pelo facto de a forma de onda resultante ter um pico de amplitude  $k$  vezes inferior ao pico só com a componente fundamental, consegue-se aumentar a amplitude da componente fundamental original ( $V_1 = V_{DC}$ ) para um valor mais elevado dado por:

$$V_1 = \frac{V_{DC}}{k} \quad (3.4)$$

Como observado,  $k$  tem um valor mínimo dado por  $\sqrt{3}/2$  (0.866), logo, com a adição da terceira harmónica, no melhor das hipóteses, consegue-se aumentar a amplitude da componente fundamental por um factor de  $2/\sqrt{3}$  (1.155).

Apesar de no caso de máximo achatamento apenas se conseguir aumentar a amplitude da componente fundamental por um factor de  $9/8$  (1.125), é o mais utilizado na prática [29-30].

### 3.1.2 Classe F com máximo achatamento

A forma de onda de tensão, dada pela expressão (3.1), atinge um máximo e um mínimo quando  $\vartheta = \pi/2$  e  $\vartheta = 3\pi/2$ , respectivamente. Para obter a condição de máximo achatamento, é necessário que as derivadas de ordem par sejam iguais a zero no ponto mínimo [19].

Para o caso de apenas se adicionar até à quinta harmónica, a segunda e a quarta derivada de  $V_{DS}$  são dadas pelas expressões (3.5) e (3.6), respectivamente.

$$\frac{d^2 v_{DS}(\vartheta)}{d\vartheta^2} = -V_1 \sin \vartheta - 9 \times V_3 \sin 3\vartheta - 25 \times V_5 \sin 5\vartheta \quad (3.5)$$

$$\frac{d^4 v_{DS}(\vartheta)}{d\vartheta^4} = V_1 \sin \vartheta + 81 \times V_3 \sin 3\vartheta + 625 \times V_5 \sin 5\vartheta \quad (3.6)$$

Igualando as expressões anteriores a zero, obtém-se um sistema de duas equações, (3.7) e (3.8), conseguindo-se assim, calcular, facilmente, as amplitudes das harmónicas que garantem a condição de máximo achatamento, em função da componente fundamental (3.9).

$$V_1 - 9V_3 + 25V_5 = 0 \quad (3.7)$$

$$V_1 - 81V_3 + 625V_5 = 0 \quad (3.8)$$

resultando em:

$$V_3 = \frac{1}{6}V_1 \quad V_5 = \frac{1}{50}V_1 \quad (3.9)$$

Para obter a máxima potência de saída, o valor mínimo de  $V_{DS}$  tem de ser igual a zero. Assim, substituindo as expressões das amplitudes das harmónicas (3.9) na expressão de  $V_{DS}$  (3.1) e fazendo  $\theta = 3\pi/2$  obtêm-se:

$$V_1 = \frac{75}{64}V_{dc} \quad V_3 = \frac{25}{128}V_{dc} \quad V_5 = \frac{3}{128}V_{dc} \quad (3.10)$$

A presença da terceira e quinta harmónicas no dreno aumenta a amplitude da componente fundamental por um factor de  $75/64$ , em vez de um factor  $9/8$  como acontecia recorrendo apenas à adição da terceira harmónica. No limite, com a inclusão de todas as harmónicas ímpares, consegue-se aumentar a componente fundamental por um factor  $4/\pi$ .

Na seguinte figura, pode-se observar o efeito da inclusão das harmónicas ímpares na forma de onda de tensão:

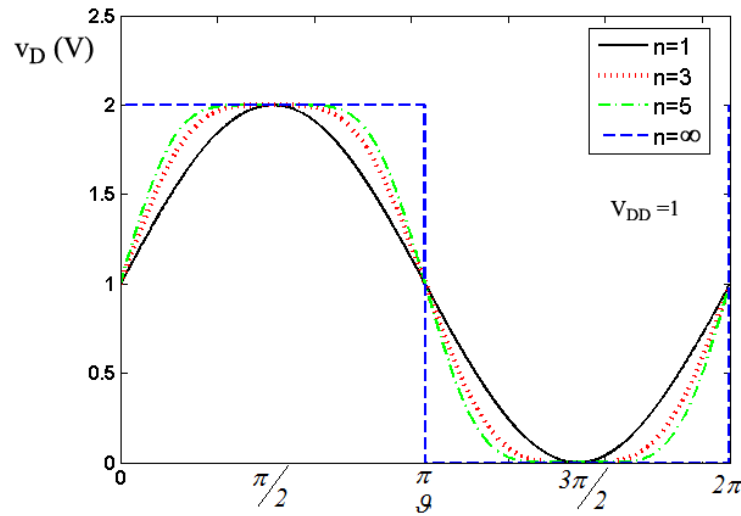


Fig. 26 Formas de onda de tensão resultante da adição de harmónicas ímpares.

Se se olhar agora para a expressão da corrente de dreno (3.2), verifica-se que atinge um mínimo e um máximo para  $\theta = \pi/2$  e  $\theta = 3\pi/2$ , respectivamente. Assim para se atingir a condição de máximo achatamento, as derivadas de ordem par têm de ser iguais a zero para  $\theta = \pi/2$ .

Para o caso de a corrente ter apenas a segunda e a quarta harmónica, a segunda e quarta derivada de  $I_{DS}$  são dadas pelas expressões (3.11) e (3.12), respectivamente:

$$\frac{d^2 i_{DS}(\vartheta)}{d\vartheta^2} = I_1 \sin \vartheta + 4 \times I_2 \cos 2\vartheta + 16 \times I_4 \cos 4\vartheta \quad (3.11)$$

$$\frac{d^4 i_{DS}(\vartheta)}{d\vartheta^4} = -I_1 \sin \vartheta - 16 \times I_2 \cos 2\vartheta - 256 \times I_4 \cos 4\vartheta \quad (3.12)$$

Igualando as expressões (3.11) e (3.12) a zero e fazendo  $\vartheta = \pi/2$  obtêm-se o seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} I_1 - 4I_2 + 16I_4 = 0 \\ I_1 - 16I_2 + 256I_4 = 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

de onde resulta:

$$I_2 = \frac{5}{16} I_1 \quad I_4 = \frac{1}{64} I_1 \quad (3.14)$$

Fazendo com que o mínimo de corrente seja zero, obtêm-se assim as componentes das harmónicas pares e da componente fundamental em função da corrente proveniente da alimentação ( $I_{dc}$ ):

$$I_1 = \frac{64}{45} I_{dc} \quad I_2 = \frac{4}{9} I_{dc} \quad I_4 = \frac{1}{45} I_{dc} \quad (3.15)$$

A presença das harmónicas pares na corrente vai aumentar a componente fundamental da corrente por um factor  $\gamma_I$ . Esse factor vai variar entre  $4/3$ , para o caso de só se ter adicionado a segunda harmónica, e  $\pi/2$  no caso limite de se adicionar todas as harmónicas pares. A figura seguinte mostra este efeito:

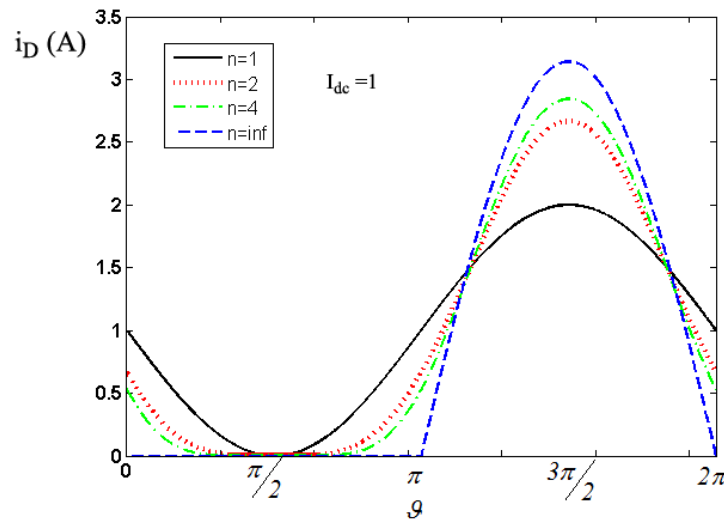


Fig. 27 Formas de onda de corrente resultantes da adição das harmónicas pares.

Sendo  $\gamma_V$  o factor de aumento da componente fundamental de tensão e  $\gamma_I$  o factor de aumento da componente fundamental da corrente, a potência fundamental será dada por:

$$P_{out} = \frac{\gamma_V \times \gamma_I}{2} \times V_{DC} I_{DC} \quad (3.16)$$

A potência DC consumida pelo PA vai ser igual a:

$$P_{DC} = V_{DC} \times I_{DC} \quad (3.17)$$

Assim ter-se-á um rendimento dado por:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{DC}} = \frac{\frac{\gamma_V \times \gamma_I}{2} \times V_{DC} I_{DC}}{V_{DC} I_{DC}} = \frac{\gamma_V \times \gamma_I}{2} \quad (3.18)$$

Como se pode ver pela expressão do rendimento (3.18), quando não há presença de harmónicas, isto é,  $\gamma_V = 1$  e  $\gamma_I = 1$ , o rendimento é apenas de 50% enquanto que se houver harmónicas, no limite o rendimento poderá chegar a 100%, isto é,  $\gamma_V = 4/\pi$  e  $\gamma_I = \pi/2$ . A tabela seguinte mostra o rendimento para as várias combinações da utilização de harmónicas de tensão e corrente:

**Tabela 4 Rendimento para as várias combinações da utilização das harmónicas de tensão e corrente, alterada de [19].**

Componentes harmónicas de corrente	Componentes harmónicas de tensão				
	1	1,3	1,3,5	1,3,5,7	1,3,5,...,∞
1	$\frac{1}{2} = 0.5$	$\frac{9}{16} = 0.563$	$\frac{75}{128} = 0.586$	$\frac{1225}{2048} = 0.598$	$\frac{2}{\pi} = 0.637$
1,2	$\frac{2}{3} = 0.667$	$\frac{3}{4} = 0.750$	$\frac{25}{32} = 0.781$	$\frac{1225}{1536} = 0.798$	$\frac{8}{3\pi} = 0.849$
1,2,4	$\frac{32}{45} = 0.711$	$\frac{4}{5} = 0.8$	$\frac{5}{6} = 0.833$	$\frac{245}{288} = 0.851$	$\frac{128}{45\pi} = 0.905$
1,2,4,6	$\frac{128}{175} = 0.731$	$\frac{144}{175} = 0.823$	$\frac{6}{7} = 0.857$	$\frac{7}{8} = 0.875$	$\frac{512}{175\pi} = 0.931$
1,2,4,...,∞	$\frac{\pi}{4} = 0.785$	$\frac{9\pi}{32} = 0.884$	$\frac{75\pi}{256} = 0.92$	$\frac{1225\pi}{4096} = 0.94$	1

### 3.1.3 Análise da malha de saída do amplificador em classe F

Abordou-se nos pontos anteriores a importância da presença das componentes harmónicas ímpares na tensão e das harmónicas pares na corrente, para o aumento da eficiência. Para tal, é necessário que a malha de saída apresente impedâncias elevadas às harmónicas ímpares e assim achatar a onda sinusoidal de tensão, tornando-a cada vez mais numa onda quadrada.

Ao polarizar o transistor com uma tensão de *gate* igual à tensão *threshold*, como em classe B, a forma de onda de corrente será meia onda sinusoidal, ou seja, contém todas as componentes harmónicas pares. No entanto, é necessário que a malha apresente uma baixa impedância às harmónicas pares, isto para garantir que não se tenha componentes harmónicas pares na tensão, pois, a presença destas na tensão, faz com que as formas de onda se alteram, havendo maior sobreposição da tensão e corrente, resultando numa diminuição da eficiência [31].

A malha de saída tem ainda de apresentar uma impedância à frequência fundamental visando obtenção de uma elevada eficiência e potência de saída. Esta impedância é chamada de carga óptima e é dada pela razão entre a componente fundamental de tensão e a de corrente. A malha de saída tem também de garantir que na saída apenas se tenha a componente fundamental.

Na figura seguinte, pode-se observar o amplificador com ressonância à terceira harmónica (do inglês *third-harmonic peaking amplifier*), um exemplo de um amplificador em classe F:

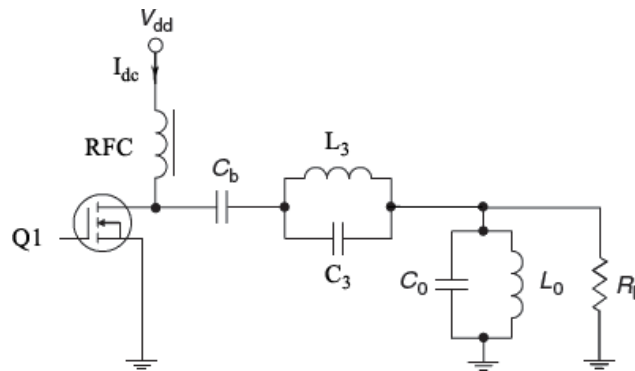


Fig. 28 PA em classe F com ressonância à terceira harmónica, alterado de [19].

O circuito LC composto pelos elementos  $L_3$  e  $C_3$  é projectado para que tenha ressonância à terceira harmónica. Para isso os elementos  $L_3$  e  $C_3$ , considerando-os ideais, têm que ser projectados de modo a que obedeçam à seguinte expressão:

$$3\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}} \quad (3.19)$$



Isto permite que, à terceira harmónica, este circuito apresente uma impedância tão elevada quanto maior for o factor de qualidade, e a outras frequências apresente uma baixa impedância.

Já no circuito LC composto pelos elementos  $L_0$  e  $C_0$ , estes são projectados de modo a que obedecem à seguinte expressão:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \quad (3.20)$$

para assim terem uma impedância elevada à frequência fundamental e uma baixa impedância às outras frequências, curto-circuitando todas as harmónicas e deixando passar apenas a componente fundamental.

Com este circuito consegue-se incluir a terceira harmónica na tensão de dreno, levando a um aumento da eficiência. As suas formas de onda estão representadas na seguinte figura:

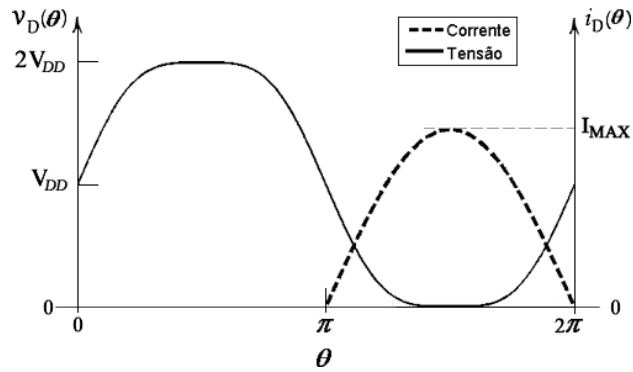


Fig. 29 Formas de onda do PA em classe F.

Para incluir mais harmónicas ímpares na tensão de dreno basta colocar novos circuitos LC paralelo em série (Fig. 30), onde a bobine e o condensador são projectados de modo a obedecer à seguinte expressão:

$$(2n-1)\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{2n-1} \times C_{2n-1}}} \quad (3.21)$$

$$n = 2, 3, 4, 5 \dots$$

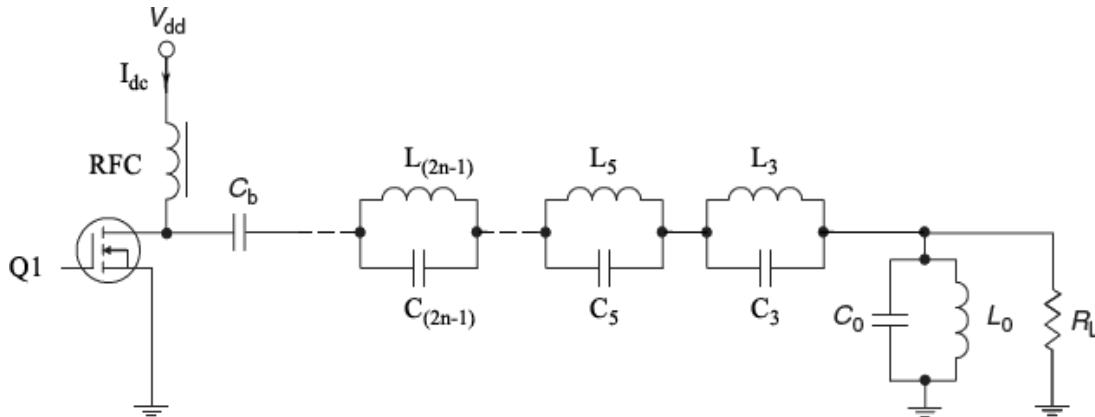


Fig. 30 PA em classe F ideal, alterado de [19].

Para ter todas as componentes das harmônicas ímpares na tensão, de forma a ter uma onda quadrada de tensão, seriam necessários infinitos circuitos LC's (Fig. 30). No entanto existe outra técnica para conseguir esse feito, usando uma linha de transmissão de um quarto de comprimento de onda em cascata e um circuito ressonante paralelo, como mostra a Fig. 31.

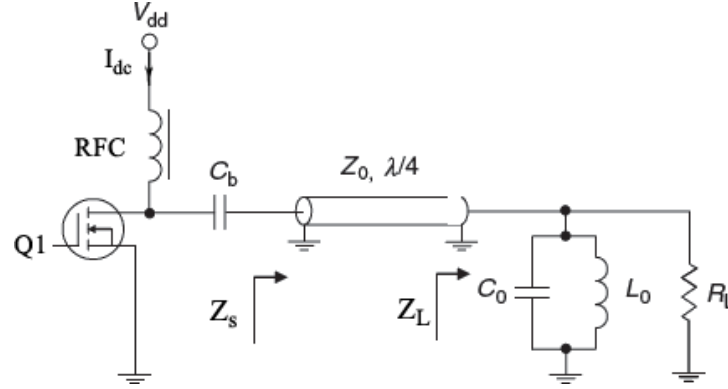


Fig. 31 Classe F com uma linha de transmissão de  $\lambda/4$  em série, alterado de [19].

A impedância que uma linha de transmissão apresenta, em função do seu comprimento, é dada por:

$$Z(l) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (3.22)$$

Assim, uma linha de transmissão com um comprimento  $l$  igual a um quarto de comprimento de onda terá um comprimento eléctrico, à fundamental e às harmónicas, dado por:

$$\beta l = n \frac{\pi}{2}, \quad n=1,2,3,\dots\infty \quad (3.23)$$

Consequentemente, a impedância que a linha de transmissão apresenta às harmónicas ímpares e às harmónicas pares será dada pelas expressões (3.24) e (3.25), respectivamente.

$$Z_{s, \text{impar}} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \quad (3.24)$$

$$Z_{s, \text{par}} = Z_L \quad (3.25)$$

Como o circuito LC paralelo é um curto-circuito a todas as harmónicas e um circuito-aberto à frequência fundamental, a impedância apresentada pela linha de transmissão será um circuito-aberto às harmónicas ímpares e um curto-circuito às harmónicas pares. Esta é uma condição para que o amplificador opere em classe F.

A Fig. 32 mostra uma configuração alternativa de um PA em classe F com uma linha de transmissão de um quarto de comprimento de onda, localizada entre a fonte de alimentação e o dreno.

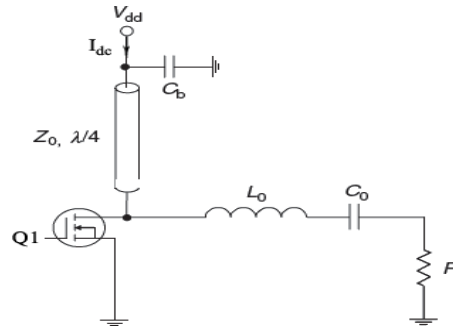


Fig. 32 PA em classe F com uma linha de transmissão de  $\lambda/4$ , alterado de [19].

Nesta configuração deixa de ser necessário a utilização do RFC e do condensador de bloqueio, isto porque utiliza um circuito LC série em vez de um paralelo, logo o condensador  $C_0$  faz de condensador de bloqueio.

O circuito LC série é projectado de modo a ressoar à frequência fundamental. Terá, então, uma baixa impedância à frequência fundamental e uma alta impedância a todas as harmónicas. Por outro lado, a linha de transmissão apresenta uma alta impedância, tanto à fundamental como às harmónicas ímpares, e uma baixa impedância às harmónicas pares, conseguindo, assim, a condição para que o amplificador opere em classe F.

De notar ainda que nesta configuração não há inversão da carga, devido ao facto de a linha de transmissão, agora, não se encontrar em cascata. Por este motivo, é necessário um circuito adicional de adaptação a uma carga standard.

No anterior estudo da malha de saída do PA a operar em classe F, o dispositivo foi considerado ideal. No entanto, os dispositivos reais apresentam elementos intrínsecos e extrínsecos (Fig. 33), que se devem ter em conta no projecto da malha de saída.

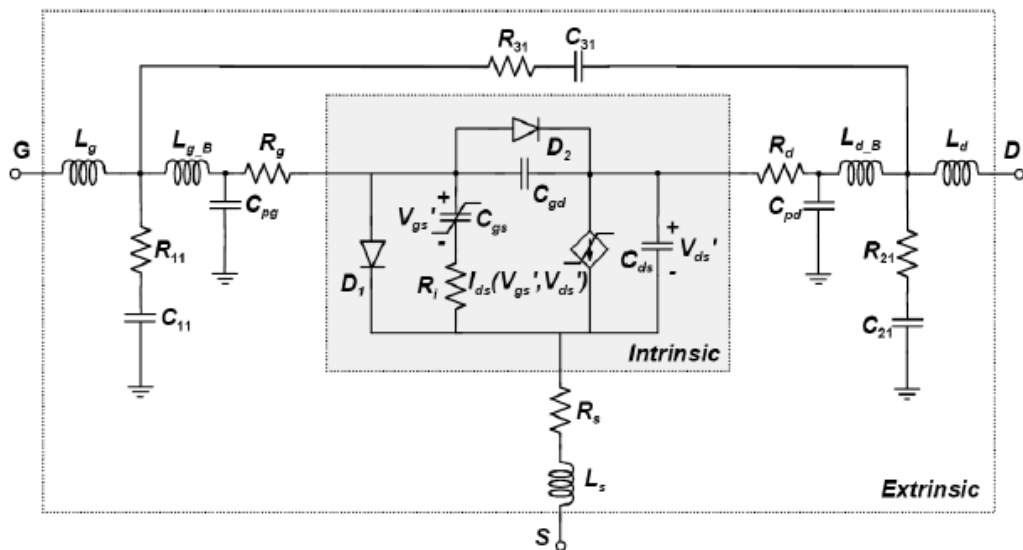


Fig. 33 Modelo equivalente de um GaN HEMT, retirado de [32].

Para além disso, num projecto com elementos concentrados torna-se difícil obter ressonância às harmónicas necessárias para esta classe de operação, especialmente para frequências mais elevadas. Logo, no projecto, é sempre melhor usar o menor número de elementos concentrados possível [19]. Encontram-se, por isso, na literatura [31, 33] topologias para a malha de saída de um PA a operar em classe F, utilizando apenas controlo harmónico até a terceira ordem, com recurso a poucos elementos concentrados.

Em frequências mais elevadas é preferível o uso de linhas de transmissão, pois estas oferecem uma maior facilidade de implementação, um desempenho mais previsível, menores perdas por inserção e uma maior dessensibilização a elementos parasitas [19].

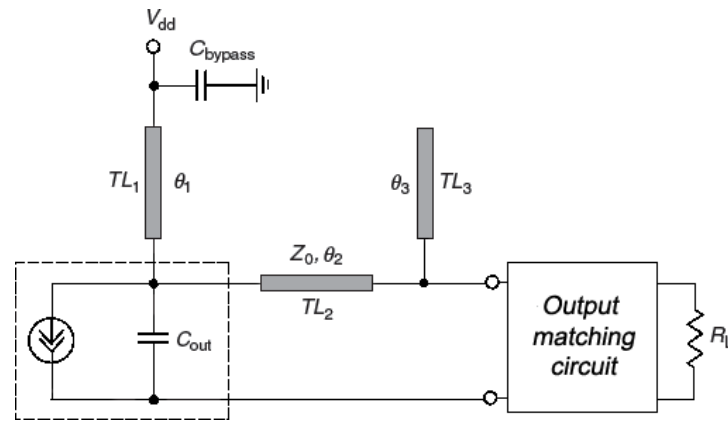


Fig. 34 Malha de saída com linhas de transmissão para a classe F, alterado de [19].

Assim sendo, uma possível malha de saída para a classe F é descrita na Fig. 34, onde se faz controlo harmónico até à terceira ordem. A linha de transmissão TL1 localizada entre a fonte de alimentação e o dreno tem um comprimento eléctrico de  $90^\circ$  à frequência fundamental, de modo a ser um curto-circuito a todas as harmónicas pares. O stub terminado em aberto (TL3) tem um comprimento eléctrico de  $30^\circ$  à frequência fundamental, de modo a ter um quarto de comprimento de onda à terceira harmónica, apresentando assim, um curto-circuito na extremidade da linha de transmissão TL2. O comprimento eléctrico de TL2 é projectado de acordo com a expressão (3.26), fornecendo uma reactância indutiva de forma a ressoar com a capacidade de saída ( $C_{out}$ ) do dispositivo à terceira harmónica.

$$\theta_{TL2} = \frac{1}{3} \tan^{-1} \left( \frac{1}{3\omega_0 Z_0 C_{out}} \right) \quad (3.26)$$

A malha da Fig. 35 faz controlo harmónico até à quinta ordem e apresenta a impedância óptima à fundamental.

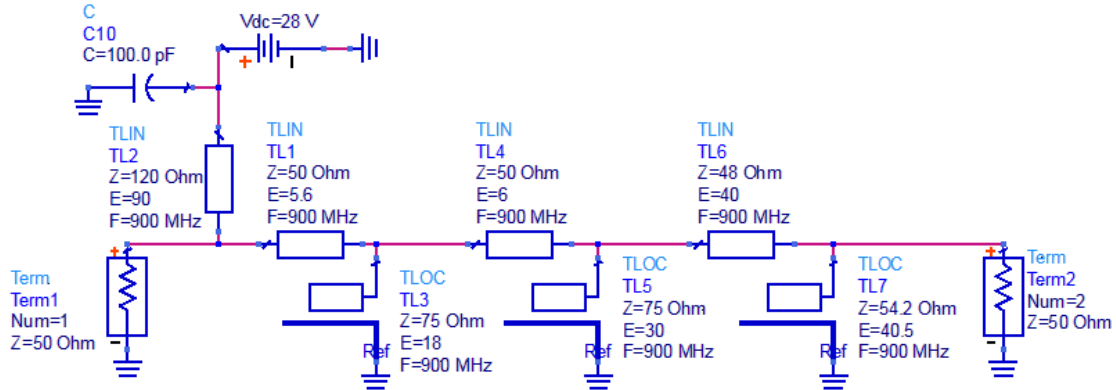


Fig. 35 Malha de saída para a classe F usando linhas de transmissão ideais no ADS.

Os comprimentos eléctricos da malha da Fig. 35 foram projectados de acordo com o referido anteriormente. No entanto, foi necessário fazer um ajuste ao comprimento eléctrico da linha de transmissão TL4 devido à influência que uma impedância a uma harmónica tem sobre a outra, de modo a garantir controlo simultâneo à quinta e terceira harmónicas. Acrescentou-se, também, as linhas de transmissão TL6 e TL7 de modo a obter a impedância óptima à fundamental.

Fazendo uma simulação de parâmetros S desta malha de saída no ADS, incluindo o condensador  $C_{ds}$ , pode-se comprovar que se obtêm as impedâncias desejadas olhando para o  $S_{11}$  (Fig. 36).

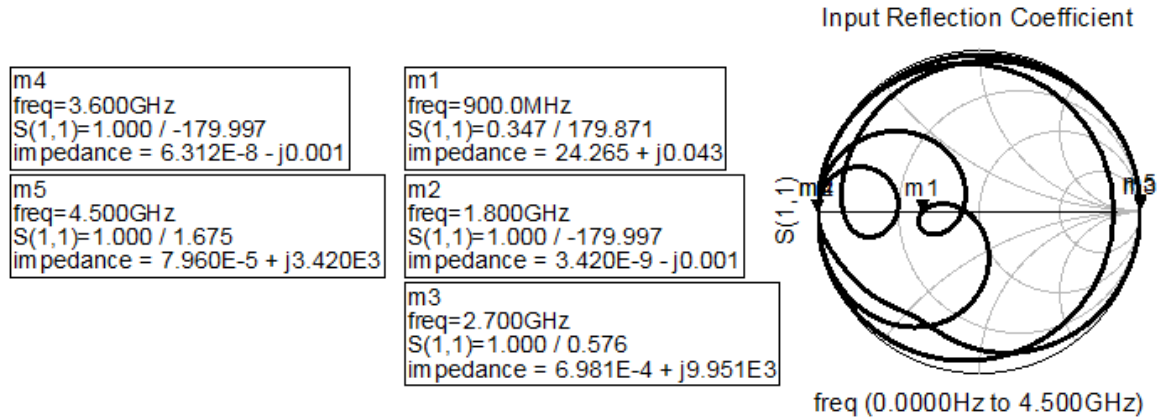


Fig. 36  $S_{11}$  da malha de saída da figura anterior (Fig. 35).

### 3.2 Classe F<sup>-1</sup>

Um PA em classe F invertido, como o próprio nome indica, tem um comportamento dual de um PA em classe F. A sua malha de saída garante que a tensão de dreno contenha apenas harmónicas pares e que a corrente de dreno contenha apenas harmónicas ímpares, resultando assim nas expressões (3.27) e (3.28), respectivamente.

$$v_{DS} = V_{DC} - V_1 \sin(\theta) - \sum_{n=2,4,6,\dots}^{\infty} V_n \cos(n \times \theta) \quad (3.27)$$

$$i_{DS} = I_{DC} + I_1 \sin(\theta) + \sum_{n=3,5,7,\dots}^{\infty} I_n \sin(n \times \theta) \quad (3.28)$$

Neste caso, a forma de onda de tensão ideal será agora meia onda sinusoidal, enquanto que a forma de onda de corrente ideal será uma onda quadrada, trocando, assim, as formas de onda do modo de operação em classe F.

Neste modo de operação também é utilizada a condição de máximo achatamento nas formas de onda. No entanto, a análise que era feita para a onda de tensão é agora feita para a onda de corrente, e vice-versa.

### 3.2.1 Análise da malha de saída do amplificador em Classe F<sup>-1</sup>

Ao contrário do que acontecia no modo de operação em classe F, a malha de saída do amplificador em classe F invertido tem de apresentar uma baixa impedância às harmónicas ímpares, para que a corrente de dreno tenha componentes às harmónicas ímpares. Com isto, consegue-se achatar a forma de onda de corrente e, no limite, com todas as harmónicas ímpares, torná-la numa onda quadrada. Neste modo de operação, a polarização do transístor não garante que a forma de onda de tensão seja uma meia onda sinusoidal, como acontece com a forma de onda de corrente na classe F. Deste modo, é necessário que a malha de saída apresente uma alta impedância às harmónicas pares e, assim, garanta que a forma de onda de tensão seja uma meia onda sinusoidal.

À frequência fundamental, como acontece na classe F, a malha de saída tem de apresentar a carga óptima que maximiza a eficiência e a potência de saída, tendo também a responsabilidade de garantir que a saída tenha, apenas, a componente fundamental.

Um exemplo de um amplificador em classe F invertido é o amplificador com ressonância à segunda harmónica (do inglês *second-harmonic peaking amplifier*), cujo esquema eléctrico está representado na Fig. 37.

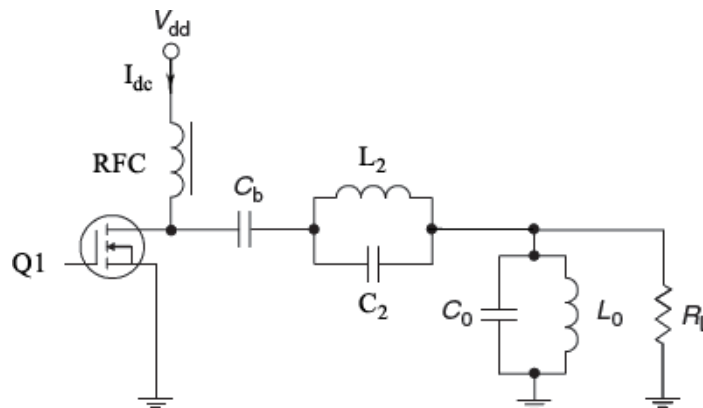


Fig. 37 PA em classe F<sup>-1</sup> com ressonância à segunda harmónica, alterado de [19].

O circuito LC paralelo, composto por  $L_2$  e  $C_2$ , é projectado de modo a ter ressonância à segunda harmónica, apresentando uma alta impedância à segunda harmónica e uma baixa impedância a outras frequências. Por outro lado, o circuito LC paralelo, composto por  $L_0$  e  $C_0$ , é projectado de modo a ter ressonância à frequência fundamental, permitindo que, na saída, apenas se tenha a componente fundamental, curto-circuitando todas as outras harmónicas.

A corrente de dreno irá conter todas as harmónicas ímpares e por isso terá uma forma de onda quadrada, enquanto a tensão de dreno terá apenas a segunda harmónica. Estas formas de onda podem ser observadas na seguinte figura:

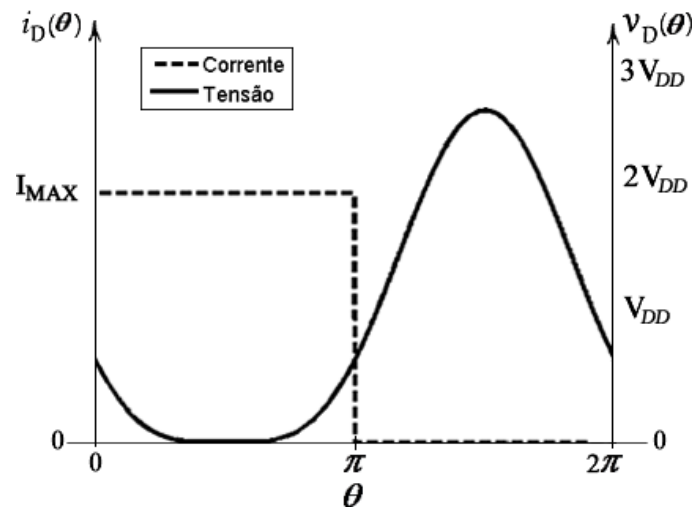


Fig. 38 Formas de onda do *second-harmonic peaking amplifier*.

Para incluir mais harmónicas pares na tensão de dreno é necessário adicionar mais circuitos LC paralelo em série, com ressonância às harmónicas pares, como mostra a Fig. 39. Com isto, consegue-se tornar, cada vez mais, a onda de tensão em uma meia onda sinusoidal. As formas de onda ideais de um PA a operar em classe  $F^{-1}$  podem ser observadas na Fig. 40.

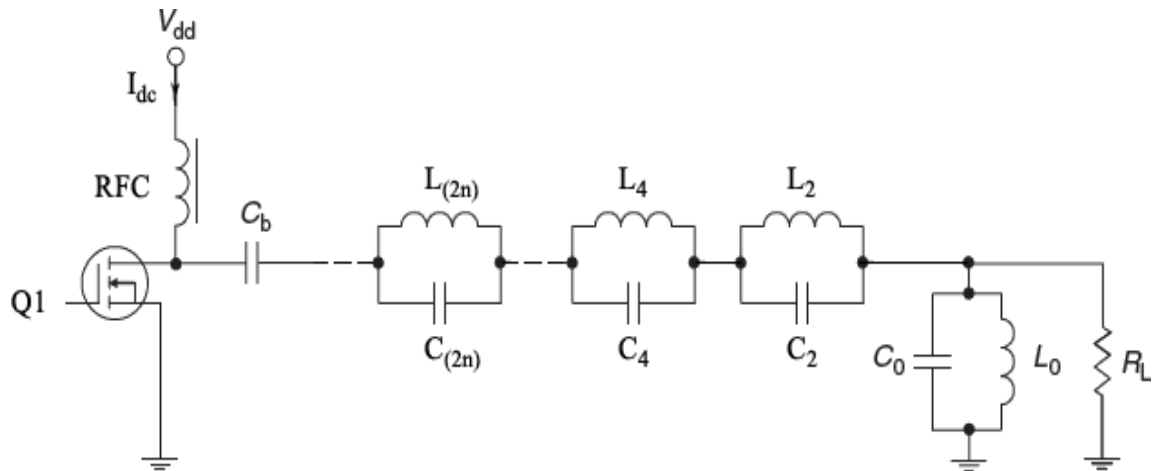
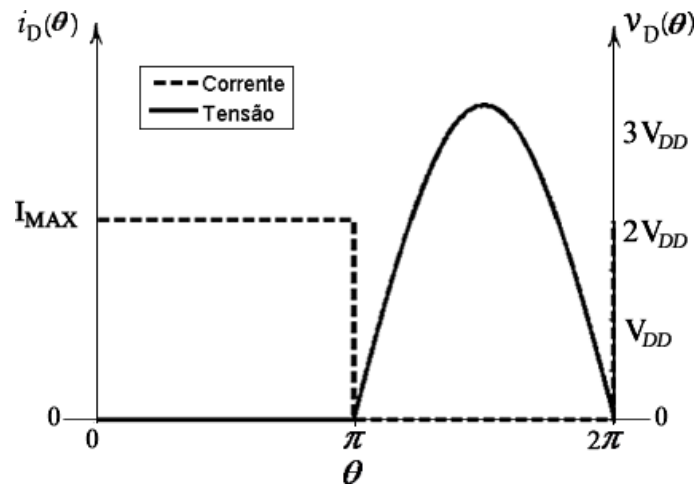
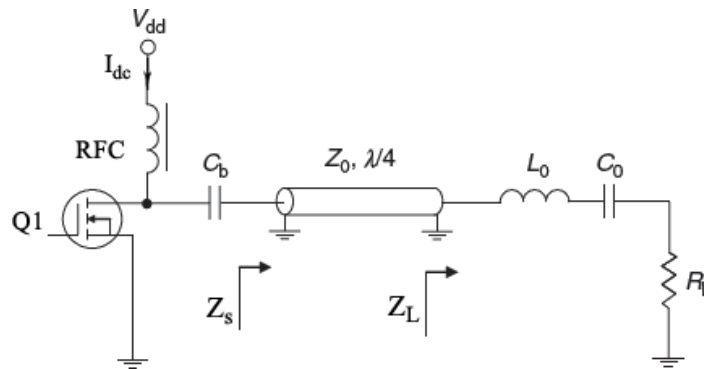


Fig. 39 PA em Classe  $F^{-1}$  ideal, alterado de [19].


 Fig. 40 Formas de onda ideais de um PA em classe  $F^{-1}$ .

À semelhança do que acontece na classe F, também se pode, agora, recorrer a uma linha de transmissão de um quarto de comprimento de onda para incluir todas as harmónicas pares na tensão de dreno, como mostra a Fig. 41.


 Fig. 41 PA em classe  $F^{-1}$  com uma linha de transmissão  $\lambda/4$ , alterado de [19].

O circuito LC série, constituído por  $L_0$  e  $C_0$ , é projectado de modo a ter ressonância à frequência fundamental, isto é, apresenta uma baixa impedância à frequência fundamental e uma alta impedância a todas as harmónicas. Como se disse anteriormente, a impedância vista à entrada da linha de transmissão de  $\lambda/4$  é igual à impedância vista à saída para as harmónicas pares. Por outro lado, tanto às harmónicas ímpares como à fundamental existe inversão da impedância de saída. Consequentemente, no dreno, teremos uma alta impedância às harmónicas pares e uma baixa impedância às harmónicas ímpares, condição necessária para o PA operar em classe  $F^{-1}$ .

Como já abordado na análise da malha de saída de um PA operar em classe F, quando se pretende projectar uma malha de saída deve ter-se em conta os elementos intrínsecos e extrínsecos do dispositivo real. Para frequências elevadas, deve ter-se o cuidado de usar o menor número de elementos concentrados, sendo preferível o uso de linhas de transmissão.



Para a classe  $F^{-1}$ , não se consegue ter uma única linha de transmissão a fazer um curto-circuito a todas as harmónicas ímpares, como acontecia na classe F, em relação às harmónicas pares. Assim, uma possível malha de saída para a classe  $F^{-1}$  encontra-se na Fig. 42, onde se consegue fazer controlo harmónico até à quinta ordem e ao mesmo tempo fazer com que apresente a impedância óptima à fundamental.

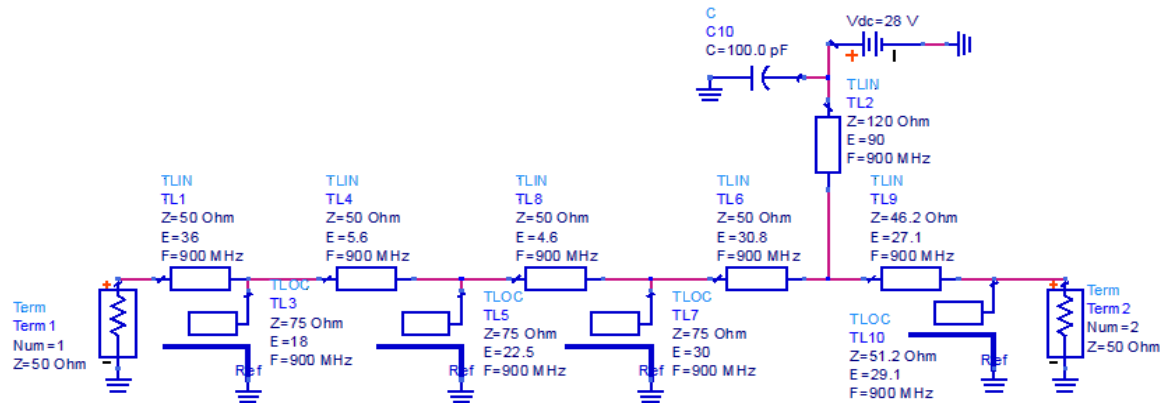


Fig. 42 Uma malha de saída para a classe  $F^{-1}$  usando linhas de transmissão ideais no ADS.

O stub em aberto TL3 tem um quarto de comprimento de onda à quinta harmónica, de modo a que a linha TL1 tenha um curto-circuito na extremidade. Por sua vez, a linha TL1 tem um comprimento eléctrico, à quinta harmónica, igual a  $180^\circ$  para reproduzir o curto-circuito na outra extremidade. Apesar de a linha TL1 não reproduzir efeitos na impedância obtida à quinta harmónica, com esta, consegue-se que as outras linhas tenham um comprimento eléctrico menor às outras harmónicas.

Os stubs em aberto TL5 e TL7 têm um quarto de comprimento de onda à quarta e à terceira harmónicas, respectivamente, de modo a que as linhas TL4 e TL8 tenham um curto-circuito na sua extremidade à respectiva harmónica. Para que na extremidade da linha TL6 se tenha um curto-circuito, usa-se a linha de polarização de um quarto de comprimento de onda à fundamental, que será um curto-circuito a todas as harmónicas pares.

As linhas TL6 e TL4 são projectadas de forma a fornecerem uma reactância indutiva para ressoar com a capacidade de saída do dispositivo à segunda e quarta harmónicas, respectivamente. Já a linha TL8 tem o comprimento eléctrico necessário para que se tenha um curto-circuito à terceira harmónica. As linhas TL9 e TL10 servem para impor a impedância óptima à fundamental.

Fazendo uma simulação de parâmetros S da malha de saída da Fig. 42 no ADS, incluindo o condensador  $C_{ds}$ , olhando para o  $S_{11}$  (Fig. 43), pode-se comprovar que se obtêm as impedâncias desejadas.

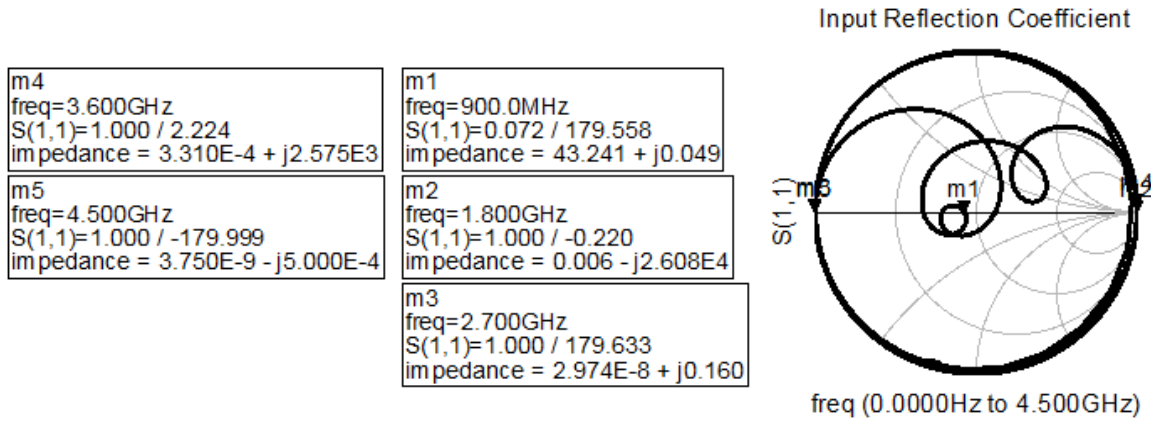


Fig. 43  $S_{11}$  da malha de saída da figura anterior (Fig. 42).

### 3.3 Efeito das terminações harmônicas à entrada

Na apresentação anterior do PA a operar em classe F apenas se fez referência à malha de saída, admitindo que o sinal de entrada era uma sinusóide pura. No entanto, este pressuposto é significativamente alterado, não só pelas não idealidades do dispositivo, como também pela capacidade  $C_{gs}$ , que varia com a tensão  $V_{gs}$ , de acordo com a expressão (3.29) [34]:

$$C_{gs} = \frac{(C_{gs0} - C_{dg})}{2} \cdot \tanh(A_{cgs}(V_{gs} - V_{cgs})) + \frac{(C_{gs0} + C_{dg})}{2} \quad (3.29)$$

onde  $C_{gs0}$ ,  $A_{cgs}$  e  $V_{cgs}$  são constantes e  $C_{dg}$  é a capacidade entre o dreno e a *gate* para um determinado ponto de polarização. Pode-se observar graficamente esta expressão na seguinte figura:

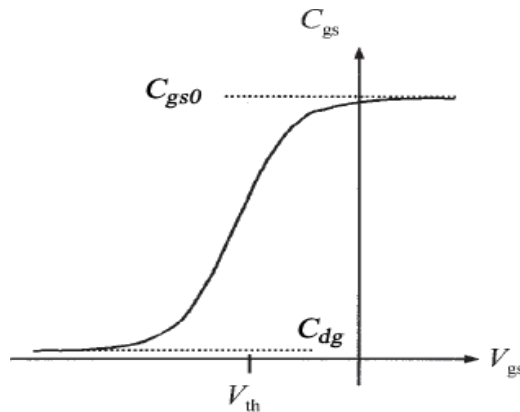


Fig. 44 Gráfico da Capacidade  $C_{gs}$  a variar com a tensão  $V_{gs}$  em dispositivos MESFET e HEMT, retirado de [34].

Quando se polariza o dispositivo perto da tensão de *threshold*  $V_{th}$  existe uma grande variação desta capacidade de *gate*  $C_{gs}$ . Esta variação é a maior razão da distorção da forma de onda de entrada, deixando de ser um sinal sinusoidal puro. De notar que existe tanta distorção quanto maior for a inclinação perto de  $V_{th}$  [34-37].

Na Fig. 45 a) pode-se observar a forma de onda distorcida típica do sinal de entrada e as formas de onda de tensão e corrente de saída. Observa-se, ainda, que a tensão de *gate* está mais tempo acima do limiar de condução do que abaixo, fazendo com que o dispositivo conduza mais tempo que o esperado. Tendo isto, há uma maior área de sobreposição de tensão e corrente, levando a uma diminuição de PAE. Para além disso, a forma de onda distorcida do sinal de entrada, contém um pico negativo elevado. A este, corresponde uma tensão elevada de dreno, levando a atingir a tensão de ruptura da junção *gate-dreno*. Esta deterioração é reflectida na recta de carga, que se assemelha à recta de carga de um PA a operar em classe A (Fig. 45 b)).

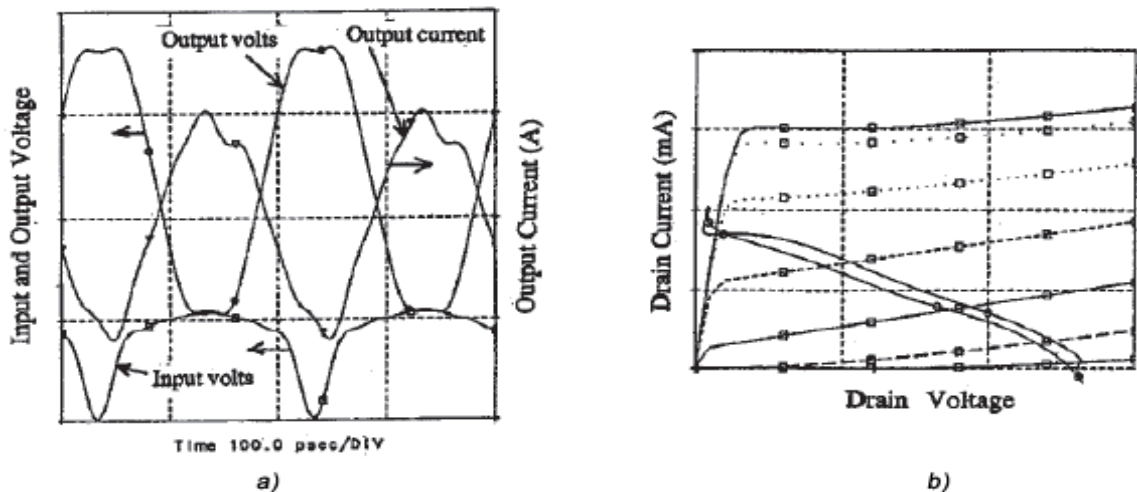


Fig. 45 Formas de onda e recta de carga para a classe F sem terminações às harmónicas na entrada, retirado de [34].

De forma a resolver este problema, pode-se forçar um sinal sinusoidal na entrada, curto-circuitando todas as harmónicas. Isto resulta nas seguintes formas de onda e recta de carga:

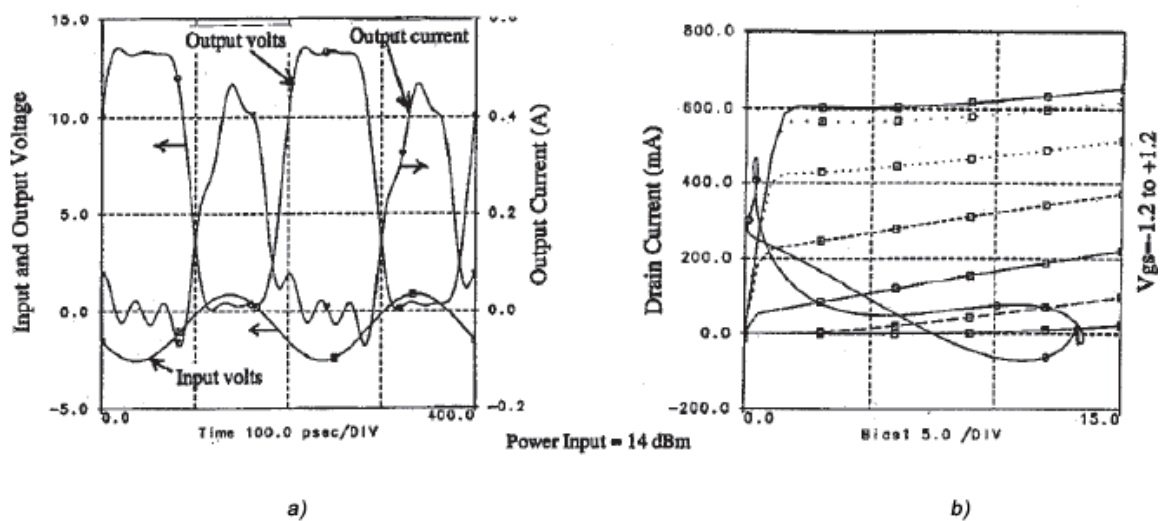


Fig. 46 Formas de onda e recta de carga para o classe F com terminações às harmónicas na entrada, retirado de [34].

Pode, então, observar-se que o sinal de tensão na entrada é, agora, uma sinusóide pura e que a corrente de saída já se assemelha a uma meia onda sinusoidal. Isto faz com que haja uma menor área de sobreposição da corrente e tensão, levando a um aumento de PAE. A recta de carga apresenta, agora, maior semelhança à forma característica da operação em classe F.

A solução de curto-circuitar as harmónicas na entrada resolve o problema. No entanto, apresenta uma característica de banda estreita. Em [23], com uma simulação de *Source-Pull* para a terminação da segunda harmónica, foi visto que se obtém maior PAE perto de um curto-circuito, como seria de esperar, e a impedância para a pior PAE tem apenas 16 graus de diferença de fase do ponto ideal.

No caso da classe  $F^{-1}$ , atinge-se maior PAE quando se tem um circuito aberto à segunda harmónica na *gate*, pois a presença da segunda harmónica na tensão de entrada vai fazer com que aumente a segunda harmónica na tensão de saída, o que é favorável à classe  $F^{-1}$ . Isto pode verificar na imagem seguinte:

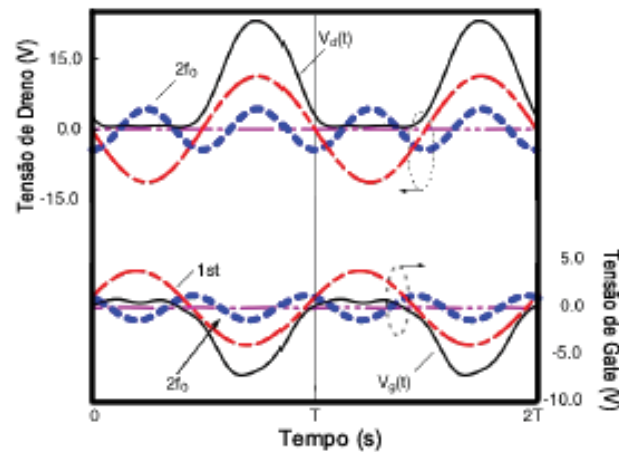


Fig. 47 Formas de onda para a classe  $F^{-1}$  com um aberto à segunda harmónica na *gate*, alterado de [38].

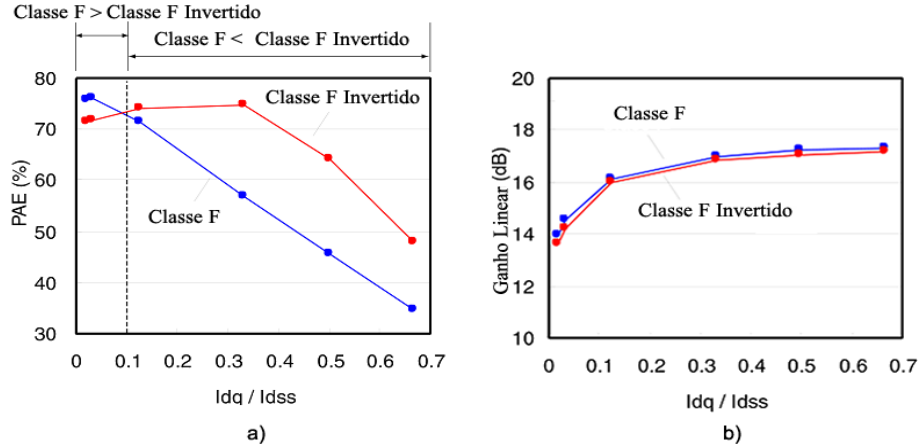
Assim, na classe F invertido, a segunda harmónica de tensão na entrada aumenta a segunda harmónica de tensão na saída, levando a um aumento da PAE [38].

### 3.4 Comparação Classe F e Classe $F^{-1}$

Após a apresentação das duas classes de operação, classe F e classe F invertido, resta fazer uma breve comparação dos seus desempenhos. Assim, neste ponto, faz-se uma comparação relativamente à classe que apresenta melhor PAE em função da corrente de polarização, da resistência quando o transistor está ON e ainda em função da compressão do ganho.

- PAE em função da corrente de polarização [38-39]:

Na Fig. 48 pode-se observar a PAE e o ganho linear em função da corrente de polarização para ambas as classes.



Verifica-se que a classe F apresenta a máxima PAE para uma corrente de polarização mínima e que decresce rapidamente com o aumento da corrente de polarização. Já na classe  $F^{-1}$ , a PAE aumenta com a corrente de polarização até atingir um máximo e só depois é que decresce.

Pela observação do gráfico do ganho linear, em função da corrente de polarização (Fig. 48 b)), verifica-se que ao polarizar a classe F no limiar de condução, para obter a máxima eficiência, esta apresentará um menor ganho, enquanto que na classe  $F^{-1}$ , se conseguirá obter a alta eficiência para um maior ganho.

- Rendimento em função da resistência ON do transistor [40-41]:

Admitindo que estas classes têm as formas de onda ideais e que têm a mesma recta de carga, como a da seguinte figura:

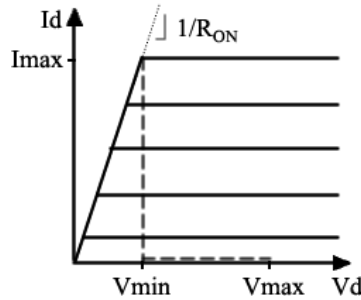


Fig. 49 Recta de carga da classe F e classe  $F^{-1}$ .

O rendimento para a classe F é dada pela expressão (3.30) e o rendimento para a classe  $F^{-1}$  é dada por (3.31).

$$\eta_F = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} = \frac{1}{1 + 2 \left( \frac{R_{ON}}{V_{\max}/I_{\max} - R_{ON}} \right)} \quad (3.30)$$

$$\eta_{F^{-1}} = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + (\pi - 1)V_{\min}} = \frac{1}{1 + \pi \left( \frac{R_{ON}}{V_{\max}/I_{\max} - R_{ON}} \right)} \quad (3.31)$$

No gráfico das expressões anteriores (Fig. 50) observa-se que o rendimento da classe  $F^{-1}$  decresce mais rapidamente que na classe F, com o aumento de  $R_{ON}$ .

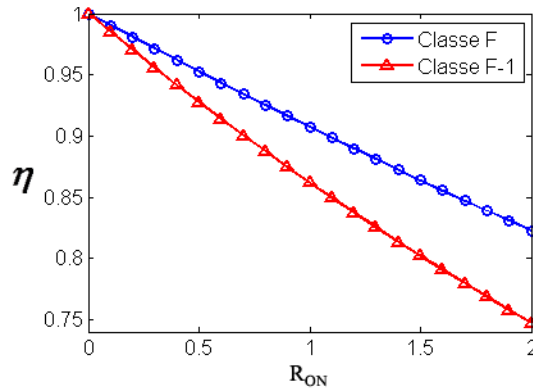


Fig. 50 Gráfico do rendimento da classe F e classe  $F^{-1}$  em função de  $R_{ON}$ .

O resultado anterior é válido, apenas, quando se projecta o amplificador a fim de obter sempre a máxima excursão de tensão e corrente possível. Para isso, a tensão de alimentação de dreno terá de ser diferente para cada classe. Assim, para a mesma tensão de alimentação, obtêm-se diferentes rectas de carga (Fig. 51). A classe  $F^{-1}$  apresenta maior excursão de tensão, não tendo necessidade de tanta corrente para obter a mesma potência de saída.

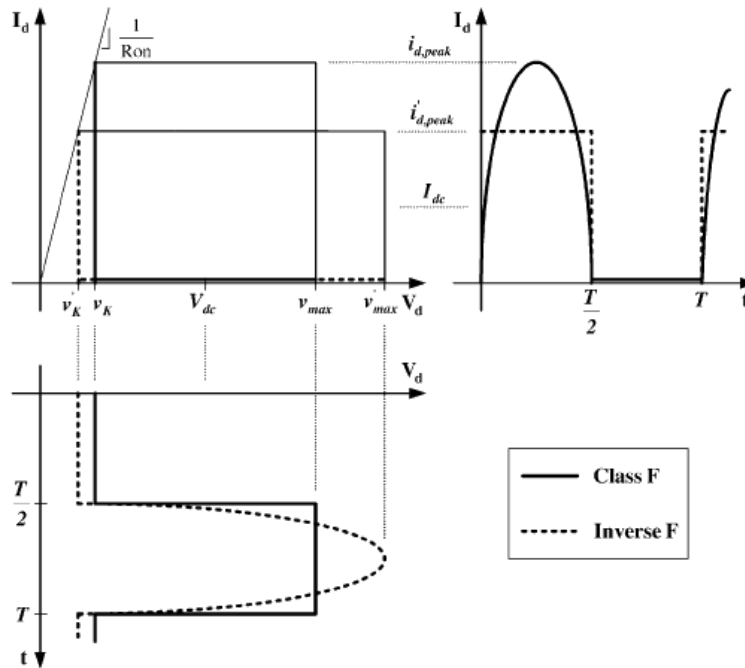


Fig. 51 Recta de carga e formas de onda ideais para a classe F e classe  $F^{-1}$ , alterada de [41].

Para a classe F a potência de saída, a potência DC consumida e o rendimento são dados pelas expressões (3.32), (3.33) e (3.34), respectivamente.

$$P_{outF} = \frac{i_{d,peakF}}{\pi} (V_{dc} - R_{ON} \cdot i_{d,peakF}) \quad (3.32)$$

$$P_{dcIF} = \frac{i_{d,peakF}}{\pi} V_{dc} \quad (3.33)$$

$$\eta_F = \frac{V_{dc} - R_{ON} i_{d,peakF}}{V_{dc}} \quad (3.34)$$

Para a classe  $F^{-1}$  os mesmos parâmetros são dados por:

$$P_{outIF} = \frac{i_{d,peakIF}}{2} (V_{dc} - R_{ON} \cdot i_{d,peakIF}) \quad (3.35)$$

$$P_{dcIF} = \frac{i_{d,peakIF}}{2} V_{dc} \quad (3.36)$$

$$\eta_{IF} = \frac{V_{dc} - R_{ON} i_{d,peakIF}}{V_{dc}} \quad (3.37)$$

Para determinar o pico de corrente da classe  $F^{-1}$ , em função da tensão de alimentação e de  $i_{d,peakF}$ , e de modo a obter a mesma potência de saída em ambas as classes, basta igualar as duas potências de saída, obtendo (3.38).

$$i_{d,peakIF} = \frac{V_{dc} - \sqrt{V_{dc}^2 - \frac{8 \cdot R_{ON} \cdot i_{d,peakF}}{\pi} (V_{dc} - R_{ON} \cdot i_{d,peakIF})}}{2 \cdot R_{ON}} \quad (3.38)$$

Para comparar o rendimento das duas classes, em função de  $R_{on}$ , com a mesma potência de saída, substitui-se  $i_{d,peakIF}$ , determinado em (3.38), na expressão do rendimento da classe  $F^{-1}$  (3.37), obtendo a expressão (3.39) e o gráfico (Fig. 52).

$$\eta_{IF} = 1 - \frac{V_{dc} - \sqrt{V_{dc}^2 - \frac{8 \cdot R_{ON} \cdot i_{d,peakF}}{\pi} V_{dc} - R_{ON} \cdot i_{d,peakF}}}{2 \cdot V_{dc}} \quad (3.39)$$

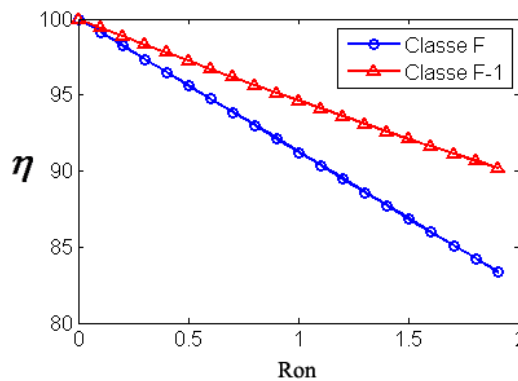


Fig. 52 Rendimento da classe F e classe  $F^{-1}$  em função de  $R_{ON}$  para a mesma potência de saída.

No gráfico da Fig. 52, observa-se que, quando a potência de saída é a mesma em ambas as classes, o rendimento da classe  $F^{-1}$  decresce mais lentamente que o da classe F com o aumento de  $R_{ON}$ .

- PAE em função da compressão de ganho [40]:

Para baixos valores de compressão de ganho, até ao ponto 1dB de compressão, a classe F apresenta maior PAE que a classe  $F^{-1}$ . Com o aumento da compressão de ganho, a classe  $F^{-1}$  passa a apresentar maiores valores de PAE do que a classe F, como se pode verificar na Fig. 53.

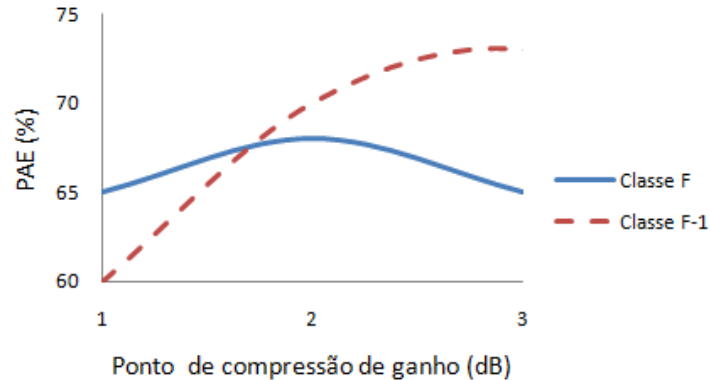


Fig. 53 PAE em função da compressão de ganho para a classe F e classe  $F^{-1}$ , de acordo com [40].

### 3.5 Sumário

Este capítulo teve como objectivo mostrar os principais aspectos e vantagens de um amplificador a operar em classe F, assim como do seu dual, classe  $F^{-1}$ . Pretendeu, ainda, a comparação entre as duas classes em função da PAE.

Foi mostrado a influência das terminações das harmónicas à entrada, onde se verificou que, se não se curto-circuitar as harmónicas para o PA em classe F e se não se tiver um circuito aberto às harmónicas para o PA em classe  $F^{-1}$ , leva a uma diminuição da PAE destes amplificadores.

Em condições ideais, um PA em classe  $F^{-1}$  apresenta melhor desempenho do que um PA em classe F, quando são projectados para ter a mesma potência de saída.





## Capítulo IV

### Projecto dos Amplificadores em Classe F e Classe F<sup>-1</sup>

Neste capítulo são descritos todos os passos efectuados no projecto de um amplificador de potência em RF a operar em classe F e classe F<sup>-1</sup>, apresentando todas as simulações efectuadas no simulador ADS (*Advanced Design System*).

#### 4.1 Escolha e estudo do dispositivo activo

Num projecto de um PA em RF a escolha do dispositivo activo é muito importante, uma vez que vai influenciar o seu desempenho. Assim sendo, desde sempre, tem havido grande procura de uma melhoria dos dispositivos activos.

Na década de 60 apareceu o primeiro dispositivo activo de estado sólido, para aplicações de potência em RF. Era um BJT (*Bipolar Junction Transistor*) construído em Si (Silício). O BJT é um dispositivo que apresenta um fabrico relativamente fácil e um baixo custo [42].

Com a necessidade de dispositivos a operar a frequências mais elevadas, na década de 1970, foi introduzido um novo dispositivo, GaAs MESFET (*Arsenieto de Gálio Metal Semiconductor Field-Effect Transistor*). O GaAs apesar de mais difícil fabrico e maiores custos, apresenta uma maior mobilidade que o Si, conseguindo, desta forma, operar a frequências superiores. No entanto, apresenta uma tensão de ruptura reduzida, operando com tensões de alimentação de dreno na ordem dos 5 a 10 V.

Recentemente, tem havido uma enorme variedade de novos dispositivos activos como HEMT (*High Electron Mobility Transistor*), pHEMT (*Pseudomorphic HEMT*) e HBT (*Heterojunction Bipolar Transistor*). São utilizados materiais semicondutores como InP (Fosfeto de Índio), SiC (Carboneto de Silício), GaN (Nitrato de Gálio), conseguindo ter frequências de operação até 100 GHz ou mais [42].

Na Tabela 5 pode-se observar uma comparação dos materiais semicondutores usados na construção dos dispositivos activos, falados anteriormente.

**Tabela 5 Principais características de semicondutores usados em transístores de RF, adaptado de [43].**

Attribute \ Material	Si	GaAs	InP	SiC	GaN
Band-gap (eV)	1.1	1.42	1.35	3.26	3.49
Electron Mobility (cm <sup>2</sup> ·V <sup>-1</sup> ·s <sup>-1</sup> )	1350	8500	10000	700	2000
Electron Velocity (10 <sup>7</sup> cm/s)	1	2	2.3	2	2.5
Breakdown field (MV/cm)	0.3	0.4	0.7	2	3.3
Relative dielectric constant	11.9	12.5	13.1	10	9.5
Thermal conductivity (W·cm <sup>-1</sup> ·K)	1.5	0.5	0.7	4.5	1.3

Analisando a Tabela 5, observa-se que os dispositivos com GaN têm uma maior banda de energia proibida (*bandgap*). Logo, consegue-se operar com tensões de alimentação superiores, resultando numa elevada capacidade de potência, constituindo uma vantagem para os amplificadores de potência [44].

Uma maior banda de energia proibida aliada a uma maior velocidade e mobilidade dos electrões, fazem com que os dispositivos com GaN sejam os mais usados em aplicações de potência em RF. Isto porque, uma maior mobilidade dos electrões leva a uma redução considerável dos atrasos internos do dispositivo, permitindo o seu funcionamento a frequências mais elevadas [44-45]. Tal pode ser verificado no gráfico que representa a capacidade de potência que os dispositivos têm em função da frequência (Fig. 54).

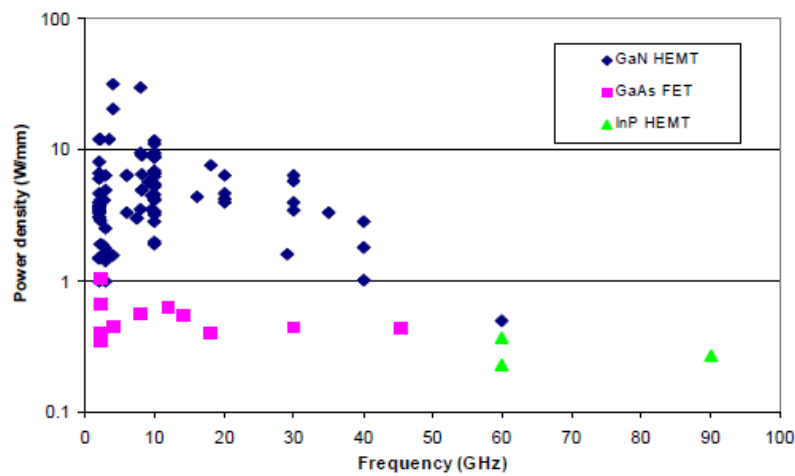


Fig. 54 Capacidade de potência de saída para dispositivos com GaN, GaAs e InP em função da frequência, retirado de [45].

Os dispositivos GaN HEMT apresentam uma estrutura transversal, como a apresentada na Fig. 55.

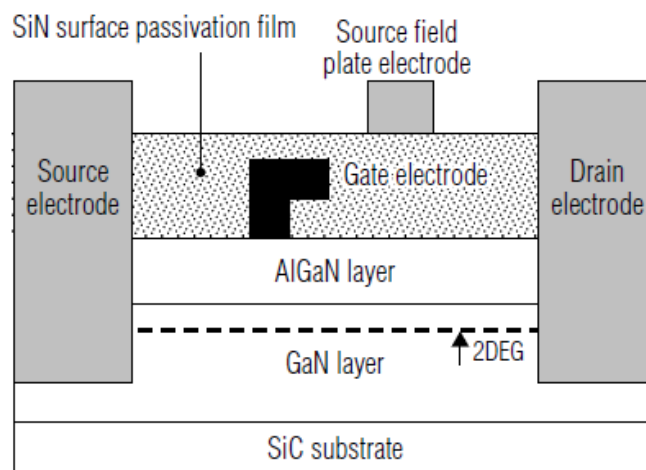


Fig. 55 Estrutura transversal de um GaN HEMT, retirado de [46].

Estes dispositivos são constituídos por um substrato de SiC, material com elevada condutividade térmica, de modo a evitar a degradação do desempenho aquando do aumento da temperatura do canal. São, ainda, constituídos por uma camada de GaN e outra de AlGaIn. Para além disso, entre estas camadas, forma-se um gás de electrões bidimensional, denominado de 2-DEG (*Two Dimensional Electron Gas*), com uma concentração cerca de dez vezes superior à formada num dispositivo de Si, proporcionando aos GaN HEMTs uma maior densidade de corrente de dreno [44, 46].

Dadas as características do dispositivo do tipo GaN HEMT, este foi o escolhido para este projecto. O modelo escolhido foi o CGH35015 do fabricante Cree [47].

## 4.2 Análise DC do transístor

Após a escolha do dispositivo, efectuou-se uma análise DC ao transístor. Com as curvas características I-V do dispositivo é possível determinar o ponto de polarização, a tensão de disrupção ( $V_{BK}$ ), a corrente máxima ( $I_{DSS}$ ) e a correspondente tensão de joelho ( $V_K$ ).

Assim, recorrendo ao simulador ADS da Agilent e ao modelo do transístor CGH35015, realizou-se a simulação das curvas características I-V do transístor, utilizando o seguinte esquema (Fig. 56):

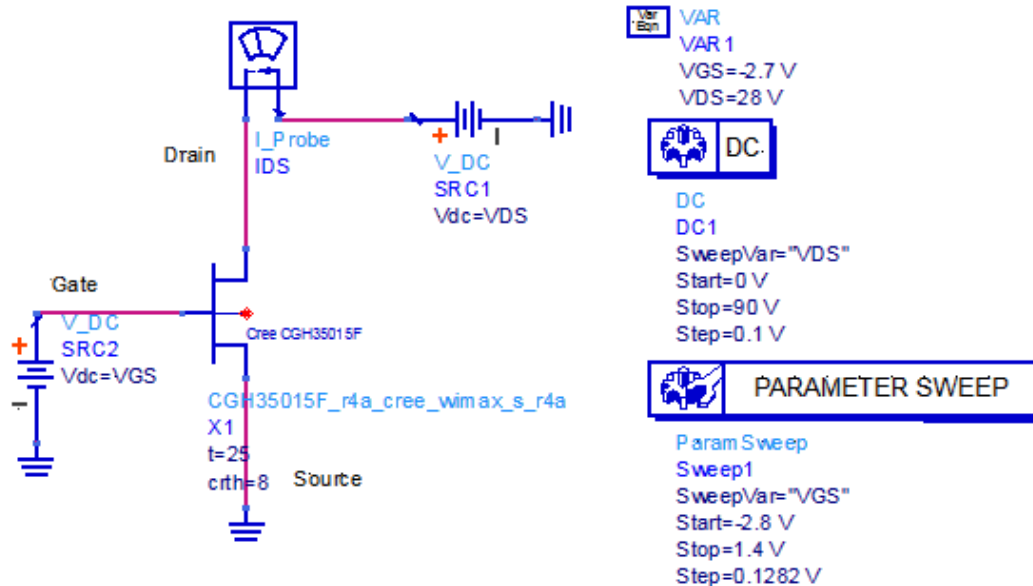


Fig. 56 Esquema utilizado para obter as curvas características I-V do transístor.

A simulação da curva característica  $I_{DS}$ , em função de  $V_{DS}$ , para vários valores de  $V_{GS}$ , encontra-se na Fig. 57. Nesta curva observa-se que a corrente máxima que o dispositivo é capaz de fornecer é de 2.469 A, com uma tensão de joelho igual a 5.5 V.

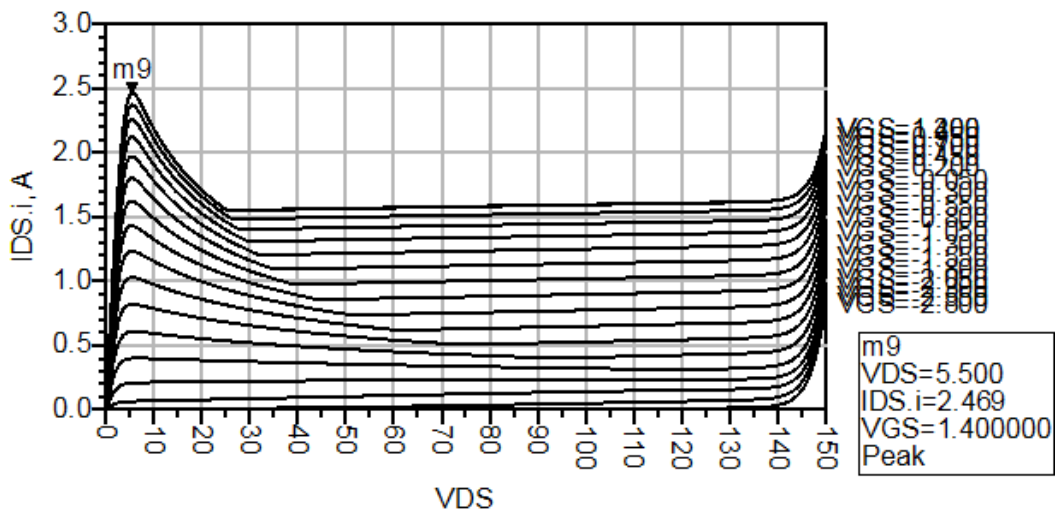


Fig. 57 Curva característica do transistor ( $I_{DS}$  em função de  $V_{DS}$  para vários valores de  $V_{GS}$ ).

A curva característica  $I_{DS}$  em função de  $V_{GS}$  (Fig. 58) foi obtida para  $V_{DS}$  igual a 28V, valor recomendado pelo fabricante, com o intuito de maximizar a excursão de tensão sem que se atinja a tensão de ruptura. Nesta curva, observa-se que o transistor começa a conduzir para uma tensão de gate igual a -2.7V e que a partir de uma tensão de gate igual a 1.21V o transistor fornece uma corrente máxima de 1.55 A.

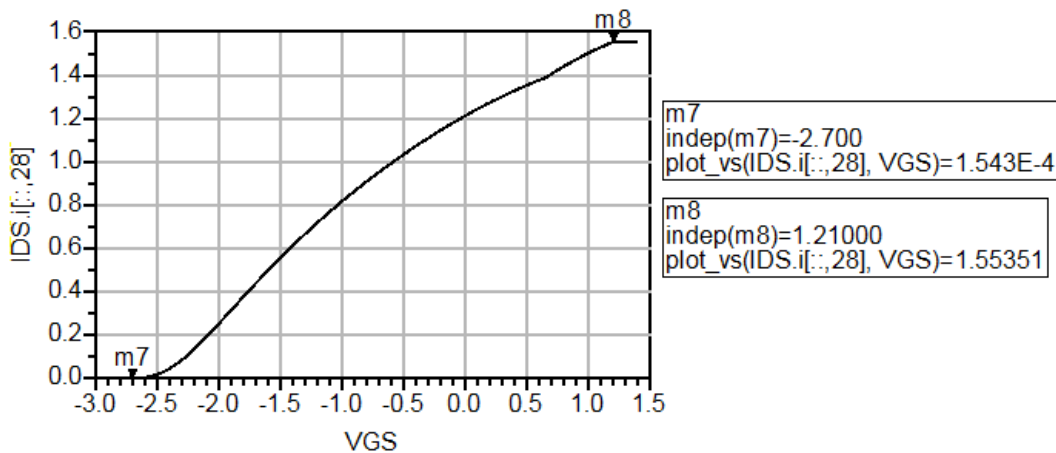


Fig. 58 Curva característica do transistor ( $I_{DS}$  em função de  $V_{GS}$  para  $V_{DS}$  igual a 28 V).

#### 4.3 Determinação das Impedâncias

Após a análise DC do transistor, calcula-se a impedância ótima à fundamental, assim como, as impedâncias às harmônicas, que definem a classe de operação como classe F e classe F<sup>-1</sup>.

### 4.3.1 Carga óptima à fundamental

A carga óptima à frequência fundamental, para obter a máxima potência, é dada pela relação entre as componentes fundamentais de tensão e de corrente na saída. Assim, utilizando os parâmetros obtidos na análise DC, a carga óptima à fundamental para a classe F ideal é dada por (4.1) e para a classe F<sup>-1</sup> ideal é dada por (4.2).

$$R_{opt_F} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{\frac{4}{\pi}(V_{DD} - V_k)}{\frac{I_{max}}{2}} = \frac{4}{\pi} \left( \frac{V_{DD} - V_k}{I_{max}/2} \right) = 23.2\Omega \quad (4.1)$$

$$R_{opt_{IF}} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{\frac{\pi}{2}(V_{DD} - V_k)}{\frac{4}{\pi} \frac{I_{max}}{2}} = \frac{\pi^2}{8} \left( \frac{V_{DD} - V_k}{I_{max}/2} \right) = 22.5\Omega \quad (4.2)$$

Para que na fonte de corrente do transistor se obtenham estas cargas, é necessário que a malha de saída apresente impedâncias que compensem os componentes intrínsecos e extrínsecos. Assim, tendo em conta apenas a capacidade de saída ( $C_{ds}$ ), a impedância que a malha de saída deve apresentar na classe F é dada por (4.3) e na classe F<sup>-1</sup> é dada por (4.4).

$$Z_{opt_F} = \frac{1}{\frac{1}{R_{opt_F}} - j\omega C_{ds}} = 22.53 + j3.9\Omega \quad (4.3)$$

$$Z_{opt_{IF}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{opt_{IF}}} - j\omega C_{ds}} = 21.87 + j3.67\Omega \quad (4.4)$$

Um dos objectivos do trabalho é comparar com um PA a operar em classe E, realizado anteriormente. Este apresenta 12W de potência de saída em simulação. Nesse sentido, também neste trabalho, se pretende projectar um PA em classe F e classe F<sup>-1</sup> com 12 W de potência de saída. Logo, como as impedâncias anteriores foram determinadas para obter a máxima potência que o dispositivo é capaz de oferecer, é necessário determinar as impedâncias à fundamental que as malhas de saída precisam apresentar a fim de obter 12W e a maior PAE possível. Para tal, realizou-se um *load-pull* (Fig. 59). Com isto, obteve-se as impedâncias para a classe F e para a classe F<sup>-1</sup> segundo as expressões (4.5) e (4.6), respectivamente.

$$Z_{opt_F} = 33.764 + j9.518\Omega \quad (4.5)$$

$$Z_{opt_{IF}} = 45.442 + j26.752\Omega \quad (4.6)$$

De notar que as impedâncias obtidas no *load-pull* para obter a máxima potência (Fig. 59 marcador  $m_1$ ), são um pouco diferentes das que foram calculadas anteriormente,

devendo-se isto ao facto de não se ter considerado os elementos extrínsecos nesse cálculo.

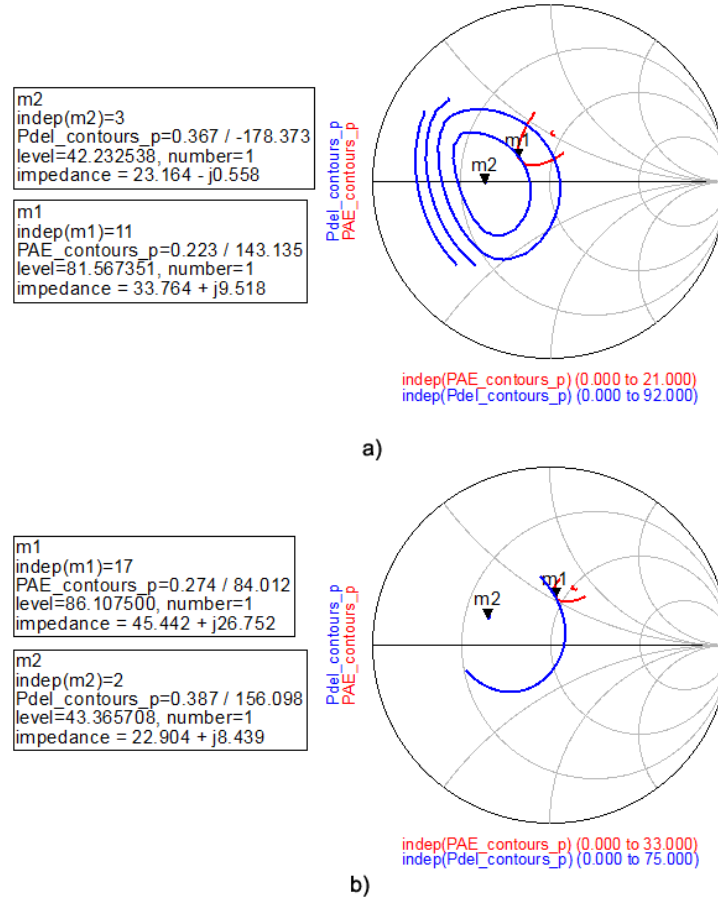


Fig. 59 Load-Pull a) classe F; b) classe F<sup>-1</sup>.

#### 4.3.2 Impedâncias às harmónicas

Como referido no capítulo III, um PA a operar em classe F deve ter uma malha de saída que apresente um curto-circuito às harmónicas pares e uma reactância às harmónicas ímpares, de modo a ressoar com os componentes intrínsecos e extrínsecos, obtendo um circuito-aberto. Por outro lado, um PA a operar em classe F invertido deve ter uma malha de saída que apresente um curto-circuito às harmónicas ímpares, e um circuito-aberto às harmónicas pares.

Assim sendo, considerando apenas a capacidade de saída ( $C_{ds}$ ) do transístor, a reactância que a malha de saída precisa apresentar às harmónicas ímpares e às harmónicas pares na classe F e na classe F<sup>-1</sup>, respectivamente, é dada por (4.7), onde  $n$  é a ordem da harmónica. Na Tabela 6 pode-se ver todas as impedâncias às harmónicas até à quinta ordem, para ambas as classes.

$$jX_n = j \frac{1}{n \cdot \omega_0 \cdot C_{ds}} \quad (4.7)$$

**Tabela 6 Impedância às harmónicas para a classe F e classe F<sup>-1</sup>.**

Harmónica/Classe	2 <sup>a</sup>	3 <sup>a</sup>	4 <sup>a</sup>	5 <sup>a</sup>
Classe F	0 $\Omega$	$j44.66 \Omega$	0 $\Omega$	$j26.79 \Omega$
Classe F <sup>-1</sup>	$j66.98 \Omega$	0 $\Omega$	$j33.49 \Omega$	0 $\Omega$

#### 4.4 Malha de polarização

A malha de polarização serve para alimentar o dispositivo. No seu projecto têm-se de ter o cuidado de garantir que, apenas a componente DC passe para o transístor e todas as outras frequências sejam filtradas. Para além disso, tem-se, também, de ter o cuidado de garantir que a componente RF não passe para a fonte de alimentação.

O substrato utilizado no projecto foi o *Arlon 25N*, com as seguintes características:

- Altura do substrato ( $H$ ): 0.762 mm
- Permittividade relativa ( $\epsilon_r$ ): 3.38
- Altura do condutor ( $T$ ): 0.035 mm
- Tangente de perdas ( $TanD$ ): 0.0025

A malha de polarização projectada (Fig. 60) é constituída por uma linha de transmissão, com um quarto de comprimento de onda, e por um condensador. O condensador é um circuito aberto a DC e deve apresentar uma impedância muito baixa a 900 MHz. A linha de transmissão deve ser a mais fina possível, de modo a ter uma impedância característica elevada. Com isto, consegue-se tornar a baixa impedância do condensador na impedância mais elevada possível na outra extremidade. A linha de transmissão TL2 apenas serve para simular o tamanho do condensador e a área necessária para o soldar.

Pela análise do  $S_{11}$  (Fig. 60 b)) observa-se que a malha de polarização apresenta um circuito aberto à frequência fundamental, como desejado, evitando, assim, que o sinal RF passe para as fontes de alimentação. Consegue-se uma atenuação superior a 67 dBs, como se pode ver no  $S_{12}$  (Fig. 60 c)). Para além disso, observa-se no  $S_{11}$  e  $S_{22}$  (Fig. 60 b) e d)) que, a DC, a malha está adaptada e, assim, toda a potência DC proveniente da fonte de alimentação é entregue ao circuito. Tendo isto, consegue-se cumprir as especificações da malha de polarização.



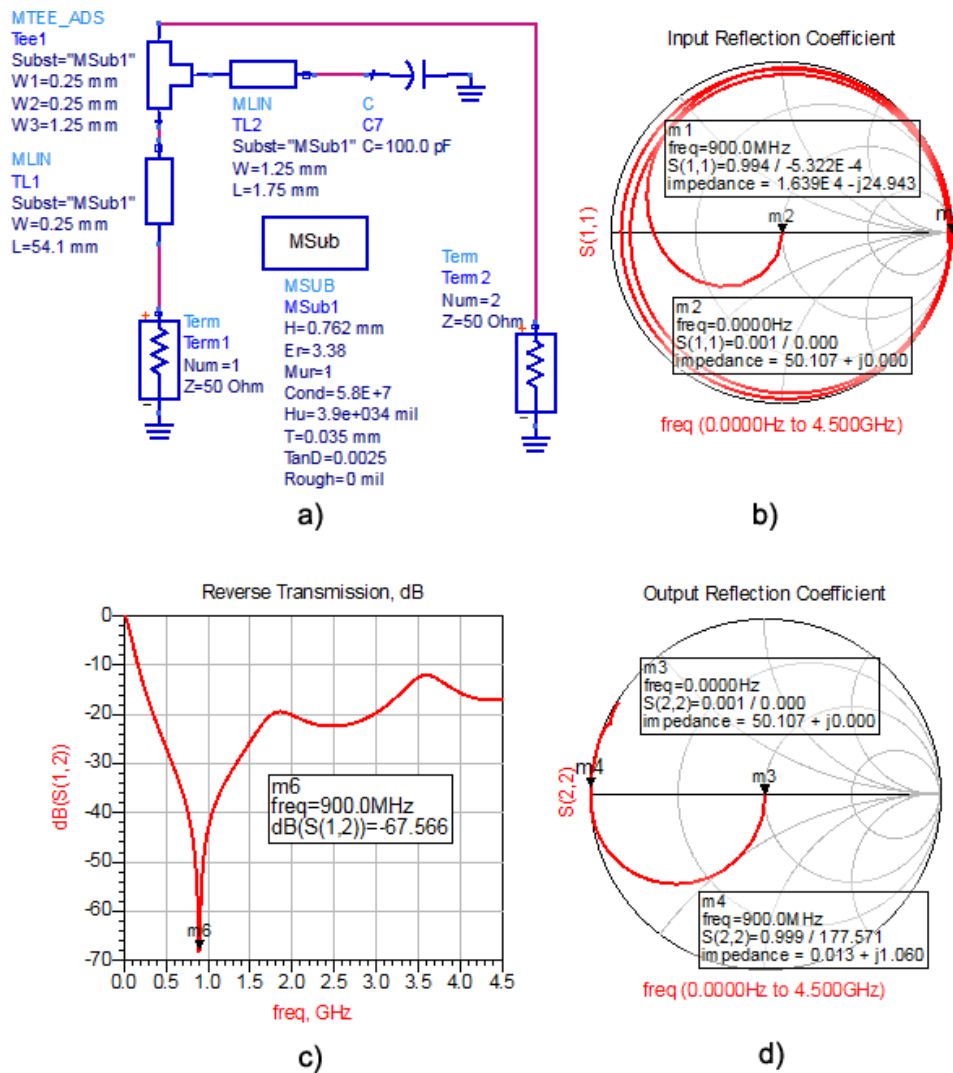


Fig. 60 Malha de polarização: a) circuito; b) S11; c) S12; d) S22.

#### 4.5 Malha de saída

O projecto da malha de saída para a classe F e classe  $F^{-1}$  iniciou-se com linhas de transmissão ideais, para facilitar a sua construção e compreensão, aplicando os conceitos especificados no capítulo III.

Numa fase seguinte, após ter-se compreendido como se projecta a malha de saída com linhas ideais, passou-se para *linhas microstrip*. Para isso, com o substrato *Arlon 25N*, recorreu-se a uma ferramenta do ADS (*LineCalc*) que converte o comprimento eléctrico e a impedância característica, das linhas ideais, em comprimento e largura das *linhas microstrip*.

No entanto, como seria de esperar, as impedâncias não coincidem. Deste modo, teve de se reajustar as dimensões das linhas para obter as impedâncias desejadas, resultando nas malhas de saída das Fig. 61 e Fig. 62, para a classe F e para a classe F<sup>-1</sup>, respectivamente.

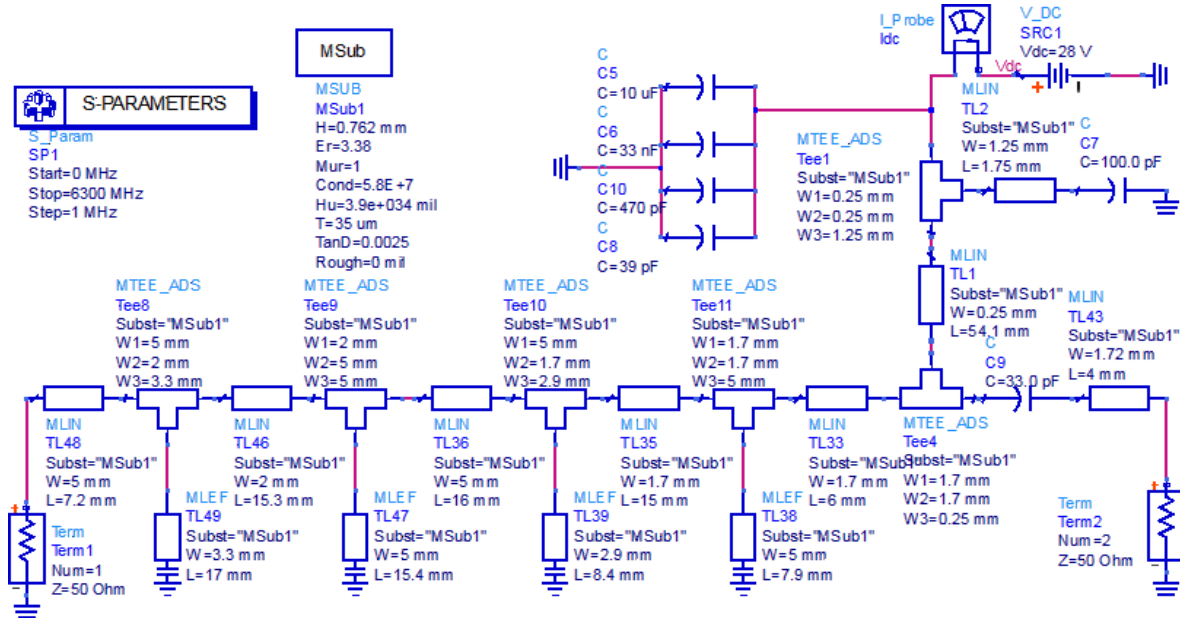


Fig. 61 Malha de saída para a classe F, usando substrato Arlon 25N

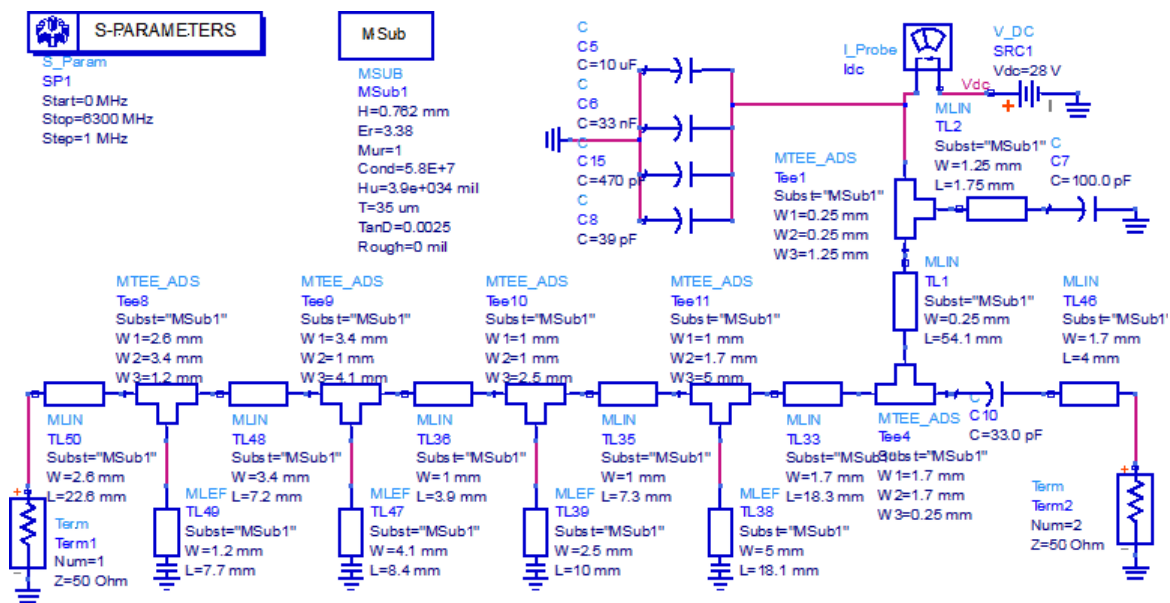


Fig. 62 Malha de saída para a classe F<sup>-1</sup>, usando substrato Arlon 25N.

Pelos resultados da simulação dos parâmetros S para a malha de saída da classe F (Fig. 63) e para a da classe F<sup>-1</sup> (Fig. 64), pode-se verificar que ambas as malhas apresentam impedâncias próximas das pretendidas, cumprindo assim todas as especificações.

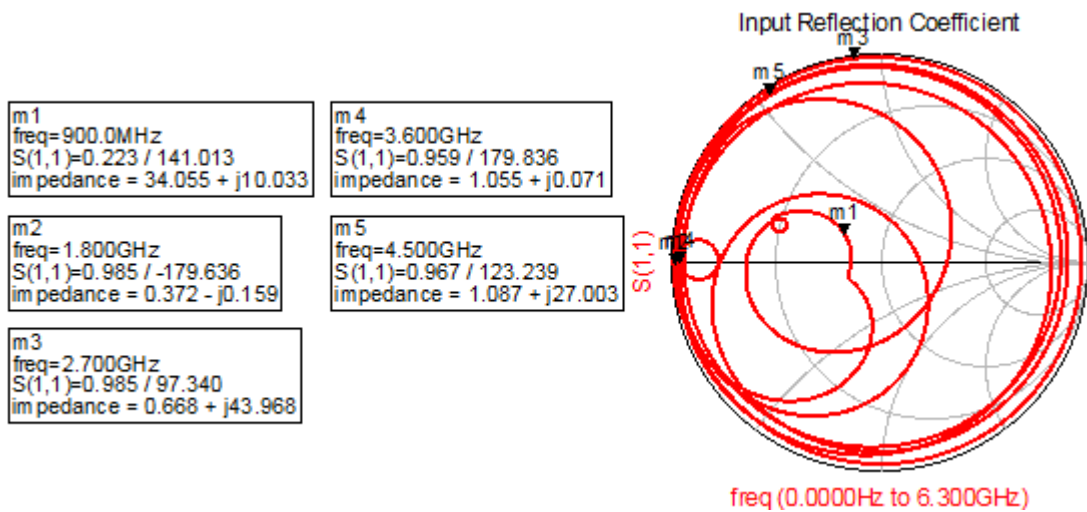


Fig. 63 S11 da malha de saída projectada para o PA a operar em classe F.

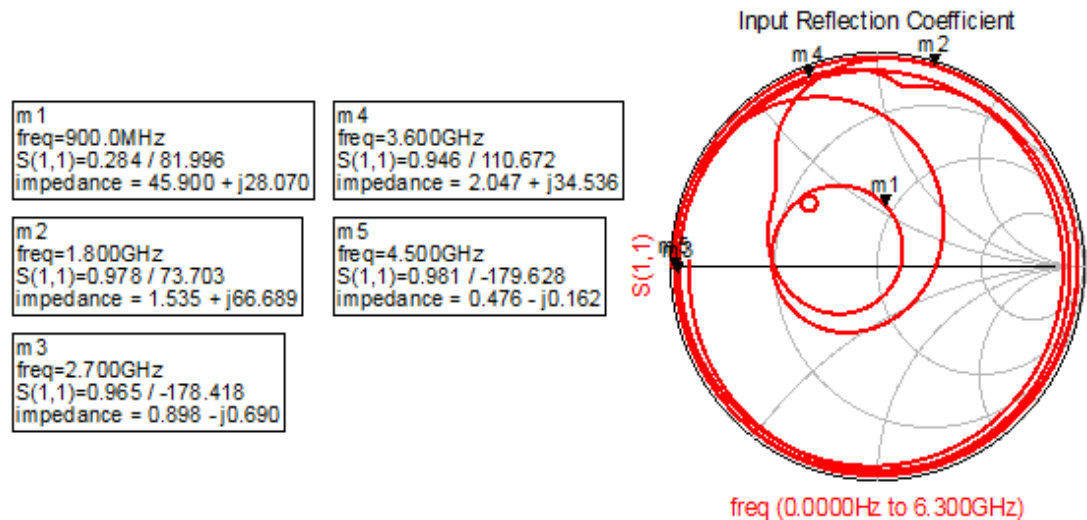


Fig. 64 S11 da malha de saída projectada para o PA a operar em classe F<sup>-1</sup>.

#### 4.6 Malha de entrada

As malhas de entrada foram projectadas de modo a ter as terminações às harmónicas (até à terceira ordem) de acordo com o que se falou no capítulo III. Estas têm ainda de garantir a adaptação do circuito, de modo a que haja a máxima transferência de potência possível da fonte de sinal para o dispositivo activo.

Esta adaptação tem de ser feita por iterações, pois, como a adaptação é feita para grande sinal, consoante se vai adaptando vai sendo transferida mais potência da fonte para o circuito, desadaptando-o. Por outro lado, ao adaptar o circuito, pode-se entrar numa zona de instabilidade, logo, como se tem de garantir a estabilidade do circuito, não se pode adaptar completamente. Além disso, ainda se inclui uma resistência na *gate* do dispositivo para que os círculos de instabilidade ocupem menor área na carta de Smith e

uma resistência na malha de polarização, visando a estabilidade do circuito para baixas frequências. Este procedimento resultou, então, nas malhas de entrada para a classe F (Fig. 65) e para a classe F<sup>-1</sup> (Fig. 66), com os respectivos resultados de uma simulação de parâmetros S (Fig. 67 e Fig. 68).

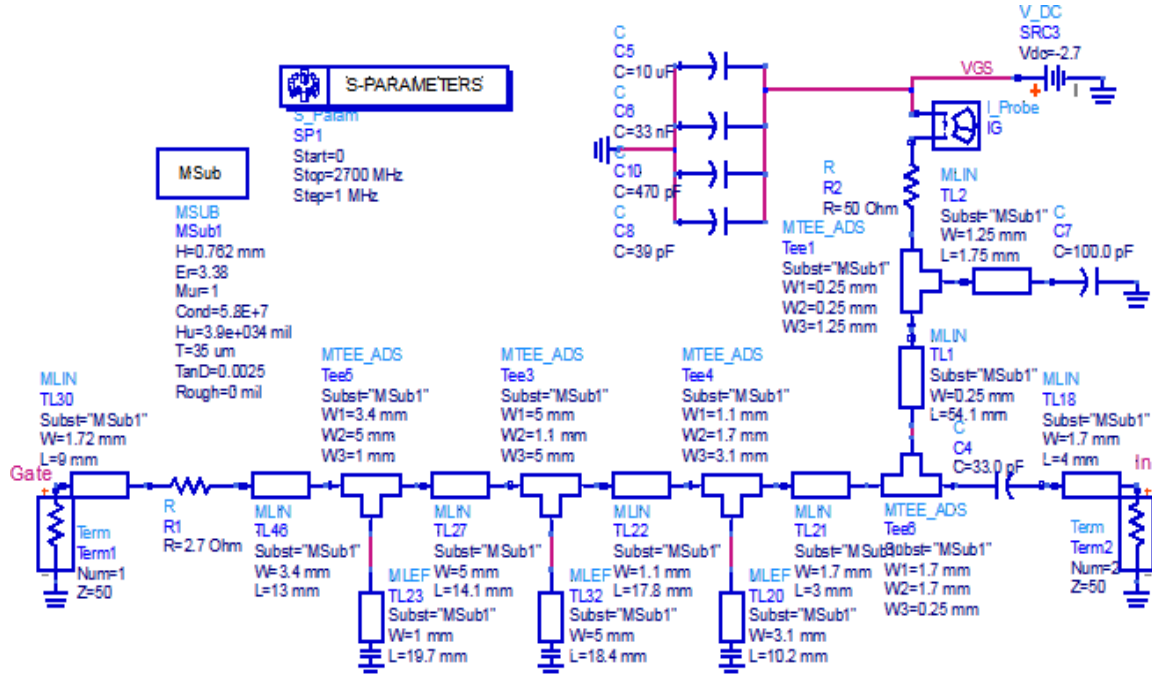


Fig. 65 Malha de entrada para o PA em classe F.

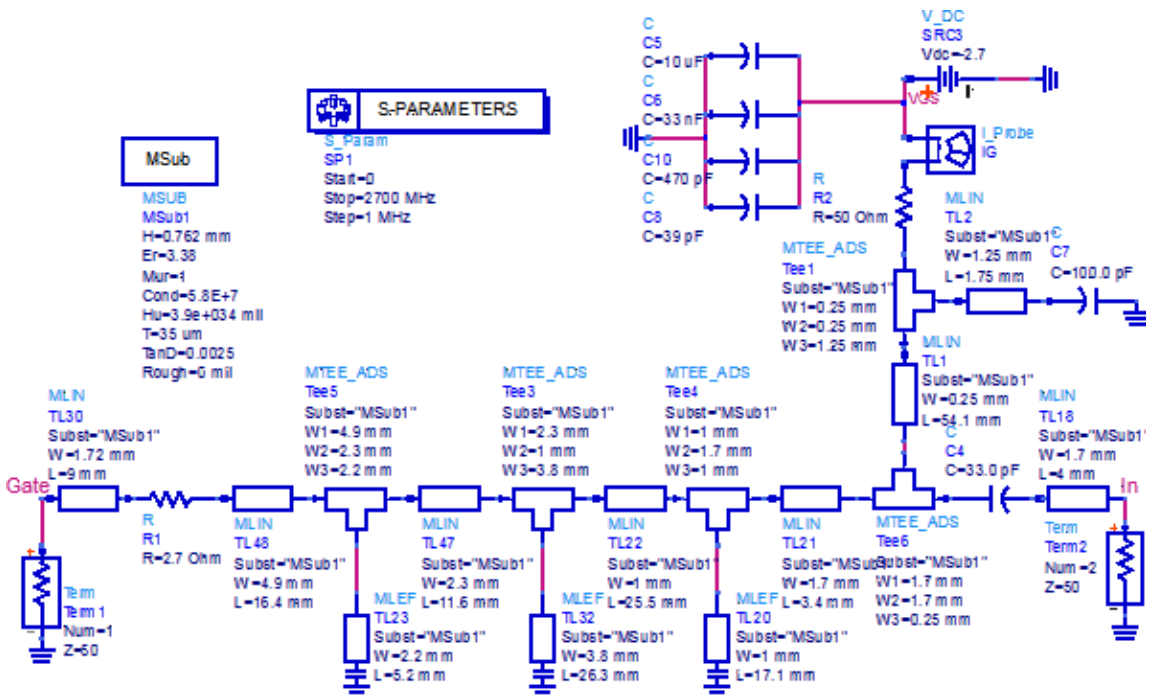


Fig. 66 Malha de entrada para o PA em classe F<sup>-1</sup>.

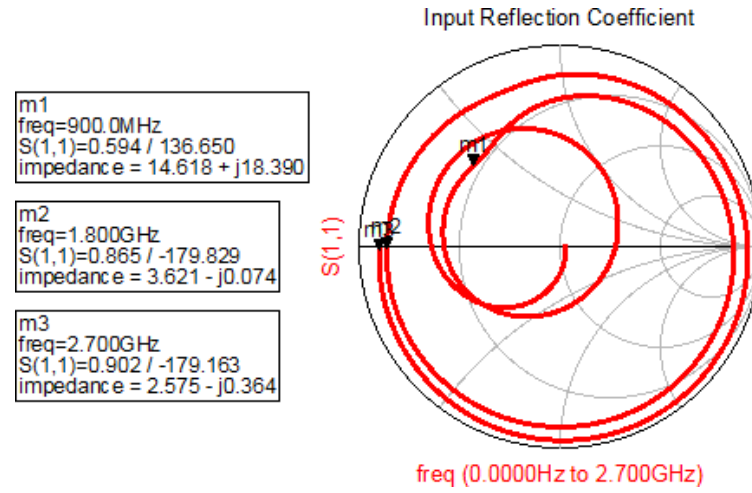


Fig. 67  $S_{11}$  da malha de entrada para o PA em classe F

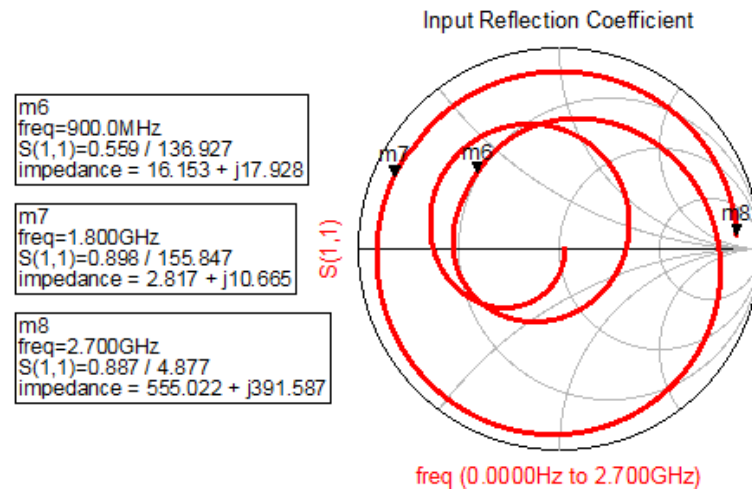


Fig. 68  $S_{11}$  da malha de entrada para o PA em classe  $F^{-1}$ .

Pode-se observar pelo  $S_{11}$  da malha de entrada do PA em classe F, que se conseguiu obter, aproximadamente, um curto-circuito à segunda e à terceira harmónica, como pretendido.

Pelo  $S_{11}$  da malha de entrada do PA em classe  $F^{-1}$ , observa-se que se conseguiu ter, aproximadamente, a parte reactiva necessária para obter um circuito aberto à segunda harmónica na gate do dispositivo, como desejado. A impedância à terceira harmónica da malha de entrada, para o PA em classe  $F^{-1}$ , foi determinada fazendo um *Source-Pull*, de modo a atingir maior eficiência.

#### 4.7 Análise de estabilidade

Após o projecto das malhas de polarização, de saída e de entrada, falta confirmar a estabilidade do PA em classe F e em classe F<sup>-1</sup>. Para tal, o ADS tem uma ferramenta que aplica os conceitos falados no capítulo II, facilitando assim o desenho dos círculos de estabilidade na *carta de Smith* e a determinação da zona estável.

Numa primeira análise, fez-se uma simulação de parâmetros S para sinais fracos, de modo a verificar a estabilidade de ambos amplificadores a todas as frequências.

Na Fig. 69 são mostrados os resultados dessa simulação, onde os círculos de estabilidade para as frequências de 0 Hz até 4.5 GHz com 50 MHz de espaçamento estão representados a vermelho, a carga de 50Ω a verde e o círculo de estabilidade para a frequência de 200 MHz a azul. Pode-se observar, também, que fora do círculo a azul, se encontra a zona estável.

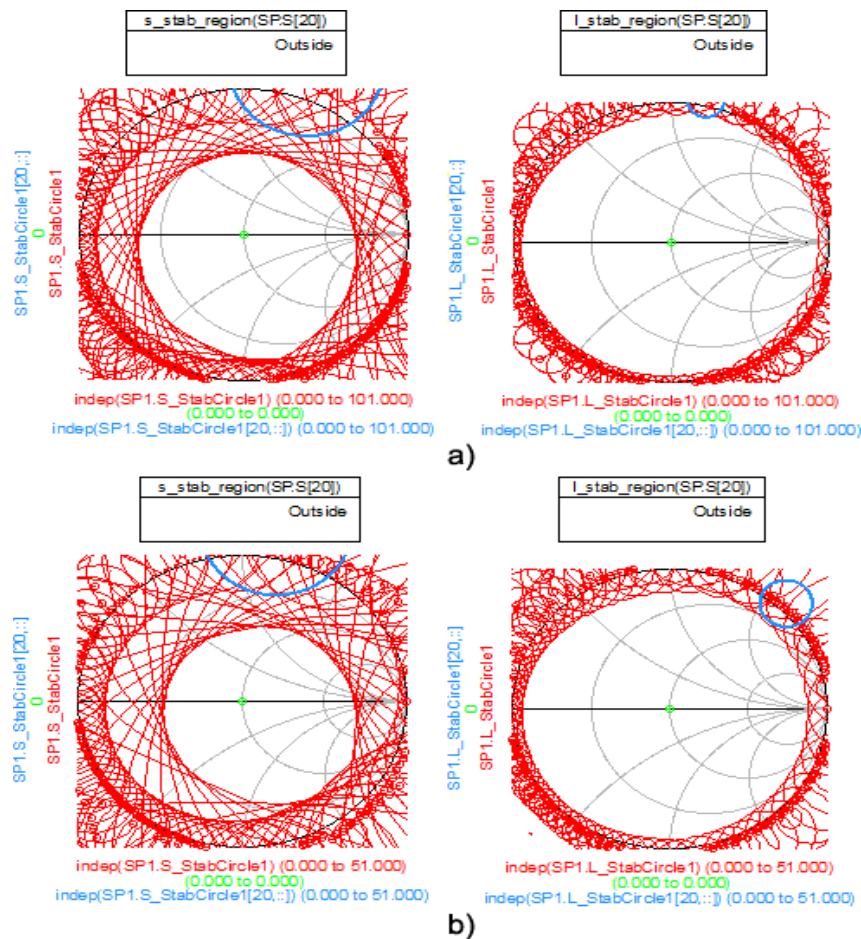


Fig. 69 Círculos de estabilidade para pequeno sinal: a) do PA em classe F b) do PA em classe F<sup>-1</sup>.

Através desta simulação, confirma-se a estabilidade para pequeno sinal em todas as frequências, pois a carga de 50Ω encontra-se sempre na zona estável.

No entanto, como se está a projectar um amplificador de potência, existe a necessidade de verificar a estabilidade para sinal forte. Nesse sentido, efectuou-se uma simulação de parâmetros S para sinal forte (LSSP) para 900 MHz.



Na Fig. 70 são mostrados os resultados dessa simulação, onde a vermelho são os círculos de estabilidade a 900 MHz para valores de potência de entrada de -15 dBm a 30 dBm, a verde é a carga de  $50\Omega$ , e a azul é o círculo de estabilidade para uma potência de entrada de 10 dBm. Como se pode observar, os amplificadores também são estáveis para sinal forte.

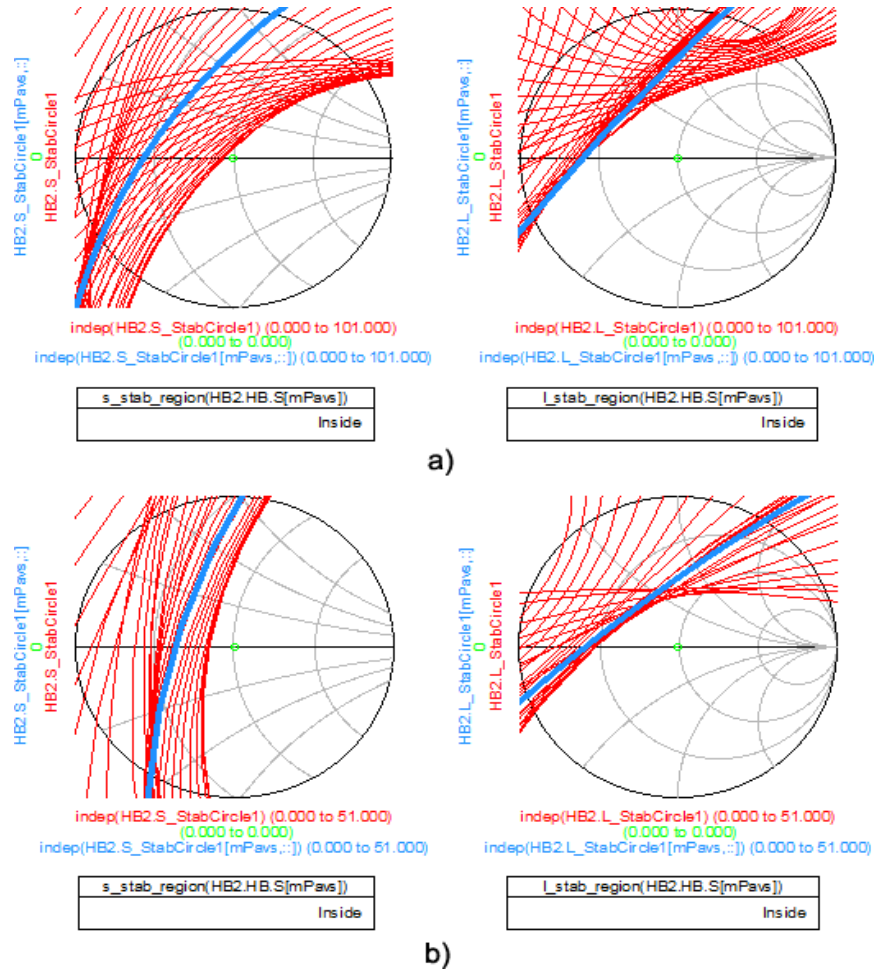


Fig. 70 Círculos de estabilidade a 900 MHz para grande sinal: a) para o PA em classe F; b) para o PA em classe F<sup>-1</sup>.

#### 4.8 Factores de mérito simulados

Após garantir a estabilidade dos amplificadores projectados, faz-se uma análise ao seu desempenho. Nesse sentido, realizou-se uma simulação *Harmonic Balance* (HB), obtendo os factores de mérito conforme a Fig. 71 para o PA em classe F e a Fig. 72 para o PA em classe F<sup>-1</sup>. A Tabela 7 resume os factores de mérito de ambos os amplificadores, para a potência de entrada que oferece a máxima PAE. Com isto, verificou-se um bom desempenho de ambos os amplificadores.

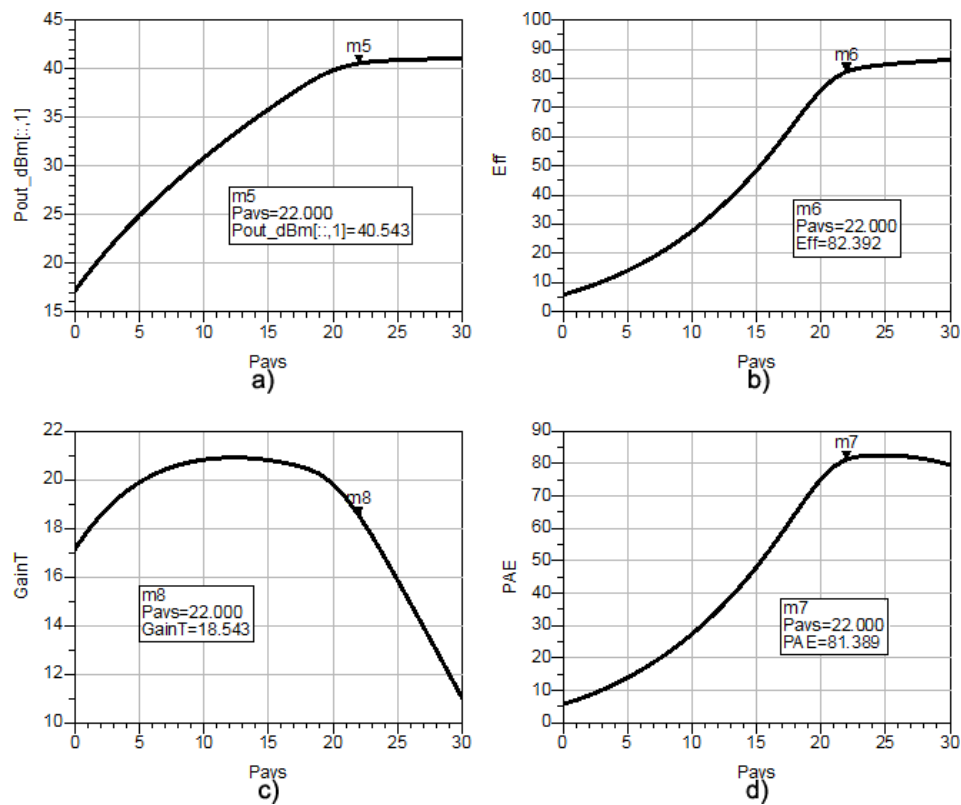


Fig. 71 Factores de Mérito do PA em classe F; a) Potência de saída; b) Eficiência; c) Ganho; d) PAE.

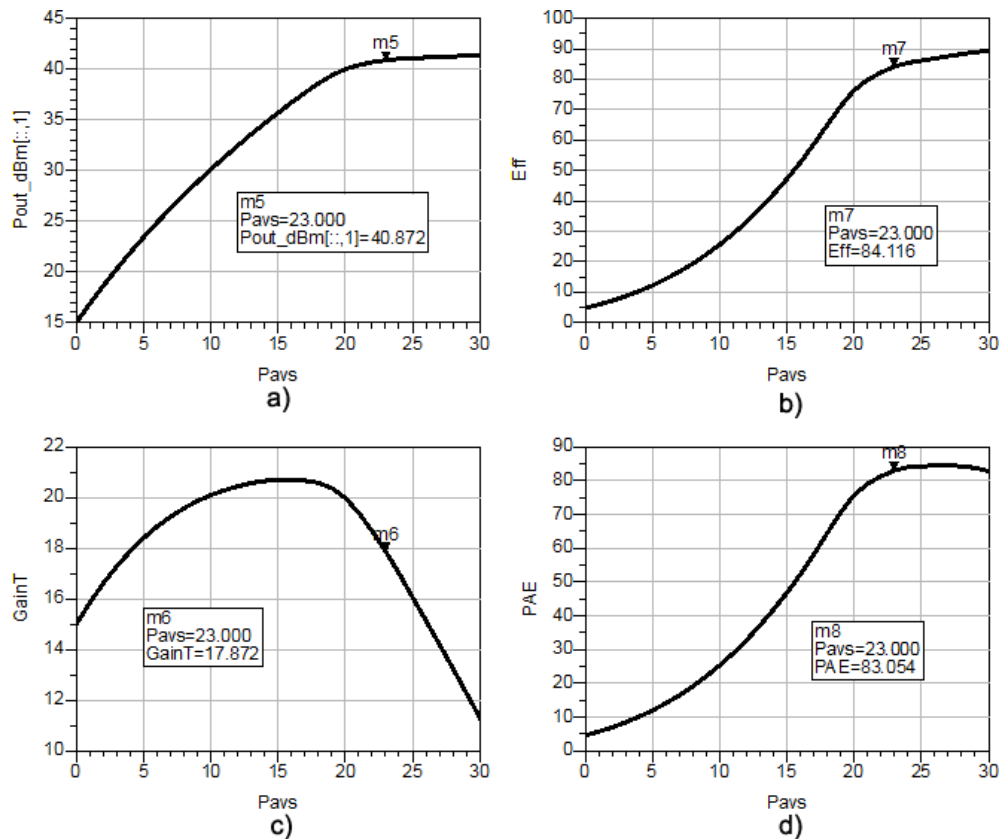


Fig. 72 Factores de Mérito do PA em classe F<sup>-1</sup>; a) Potência de saída; b) Eficiência; c) Ganho; d) PAE.



**Tabela 7 Factores de mérito dos PAs em classe F e em classe F<sup>-1</sup>.**

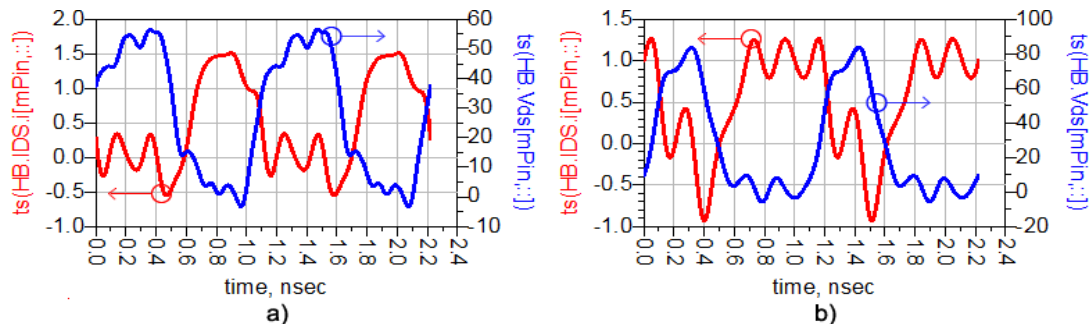
	$P_{out}$ (dBm)	Ganho (dB)	$\eta$ (%)	PAE (%)
Classe F $P_{avs} = 22 \text{ dBm}$	40.543	18.543	82.39	81.39
Classe F <sup>-1</sup> $P_{avs} = 23 \text{ dBm}$	40.872	17.872	84.12	83.05

Como seria de esperar, quando os PAs, a operar em classe F e em classe F<sup>-1</sup>, são projectados para a mesma potência, o PA em classe F<sup>-1</sup> apresenta maior eficiência. No entanto, como o amplificador em classe F não foi projectado para a máxima potência, não se evidencia tanto a maior eficiência do PA em classe F<sup>-1</sup>.

Observou-se também que o ganho do PA em classe F<sup>-1</sup> é um pouco inferior ao PA em classe F, o que também se estaria à espera, pois a classe F<sup>-1</sup> apresenta maiores valores de PAE com o aumento da compressão do ganho.

#### 4.9 Formas de onda e recta de carga simulada

Devido ao modelo do transistor utilizado ser fechado, apenas se pode observar as formas de onda nos terminais do dreno extrínseco (Fig. 73). Apesar de estas formas de onda apresentarem alguma degradação, tudo leva a crer que as formas de onda nos terminais do dreno intrínseco estão correctas, devido aos resultados de eficiência obtidos. Ainda assim, observando as formas de onda nos terminais do dreno extrínseco, consegue-se identificar a classe de operação.



**Fig. 73 Formas de onda de corrente e tensão no dreno extrínseco: a) Classe F; b) Classe F<sup>-1</sup>.**

Uma possível degradação que possa existir nas formas de onda deve-se ao facto de não se ter considerado os elementos extrínsecos do dispositivo na fase de projecto. Isto poderia ser resolvido com a extracção do modelo do dispositivo e sucessivo cálculo das impedâncias às harmónicas e à fundamental.

A mesma degradação pode-se observar nas trajectórias de carga simuladas (Fig. 74). Porém, observa-se, como seria de esperar, uma maior excursão de tensão na trajectória de carga do PA em classe F<sup>-1</sup> face a uma maior excursão de corrente na trajectória de carga do PA em classe F.

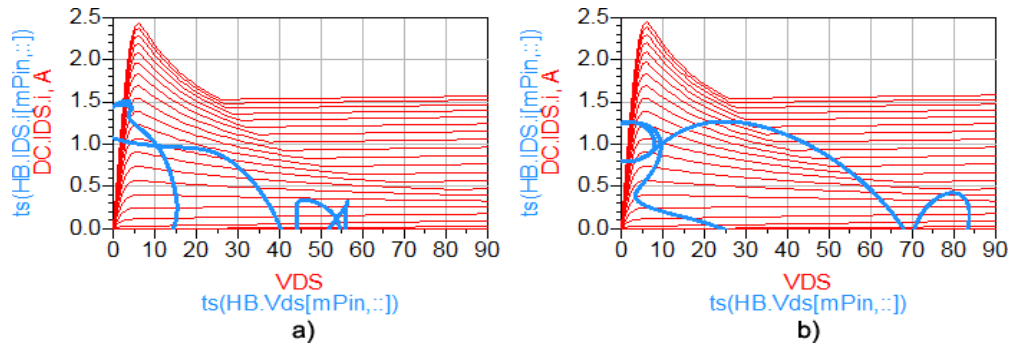


Fig. 74 Trajectória de carga: a) Classe F; b) Classe F<sup>-1</sup>.

#### 4.10 Sumário

Neste capítulo realizou-se o projecto de dois PA, um a operar em classe F e outro a operar em classe F<sup>-1</sup>. Começando pela escolha e análise do dispositivo que oferecesse maior benefícios para o projecto destes.

Após ter calculado as impedâncias às harmónicas e à fundamental, com o intuito de definir a classe de operação e o melhor desempenho em termos de potência de saída e PAE, projectou-se as malhas de polarização, de saída e de entrada. Neste projecto teve-se, ainda, o especial cuidado de garantir a estabilidade dos amplificadores.

Realizou-se uma análise do desempenho dos amplificadores, onde ambos apresentaram uma potência máxima de saída superior a 10W com uma eficiência superior a 80%.

Por fim, observaram-se as formas de onda de corrente e tensão nos terminais do dreno extrínseco e as suas trajectórias de carga. Apesar de estas apresentarem deformações, a alta eficiência obtida indica que as formas de onda nos terminais do dreno intrínseco e suas trajectórias de carga sejam semelhantes às esperadas, salvo algumas deformações que possam existir, provocadas pela não consideração dos elementos extrínsecos.



## Capítulo V

### Implementação Prática e Resultados

Como foi mostrado no capítulo anterior, ao projectar o PA em classe F para uma potência de 12 W e não para a potência máxima que o transistor disponibilizava, o aumento da PAE do PA em classe  $F^{-1}$  não é tão significativo (um aumento de 1.66% o que se traduz numa diminuição de potência dissipada de 0.11 W). Para além disso, também foi referido que o controlo harmónico à entrada do PA em classe  $F^{-1}$  é mais dependente do modelo do transistor do que o PA em classe F, o que, numa implementação prática, poderia vir a diminuir a PAE. Nesse sentido, decidiu-se manter a ideia inicial de implementar um amplificador em classe F.

Neste capítulo serão, então, apresentados todos os procedimentos relacionados com a implementação prática do amplificador a operar em classe F. Serão, também, apresentados os factores de mérito medidos na prática, comparando-os com os obtidos em simulação.

#### 5.1 Desenho do layout e implementação

O amplificador projectado foi construído sobre uma base, constituída por placas de alumínio, que serviu como suporte e ao mesmo tempo como dissipador.

No desenho do *layout* teve-se de reajustar o comprimento das linhas que ligam ao conector, de modo a que o *layout* fique acomodado à base de alumínio. A influência deste aumento no desempenho do amplificador é desprezável, uma vez que as linhas se encontram adaptadas a  $50\Omega$ . Para além disso, teve-se de reajustar as linhas de um quarto de comprimento de onda, para que estas se acomodassem ao espaço disponível. O *layout* final é o apresentado na Fig. 75, com dimensões de 165.8 x 64.2 mm.

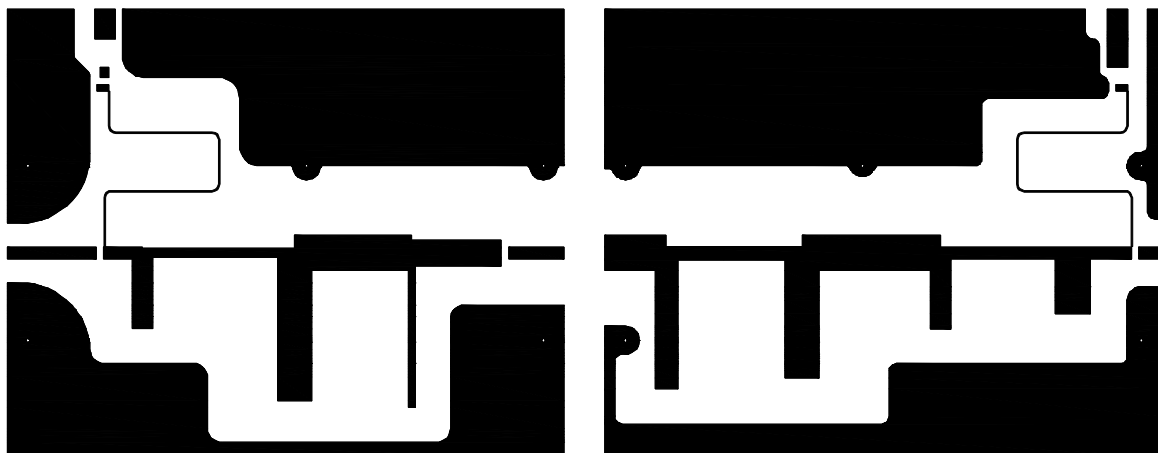


Fig. 75 Layout do amplificador em classe F.

Após realização do desenho do *layout*, seguiu-se para a implementação do circuito, obtendo o resultado final que se segue (Fig. 76).

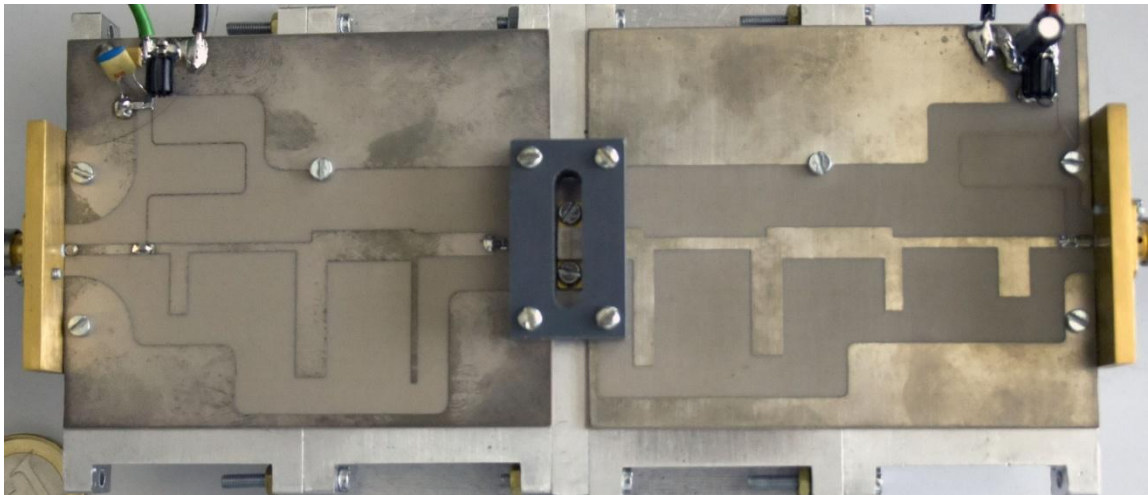


Fig. 76 Amplificador de potência em classe F.

## 5.2 Medições e resultados

Após a implementação do amplificador, testou-se e analisou-se o desempenho do amplificador na prática. Nesse sentido, usou-se a seguinte montagem (Fig. 77):

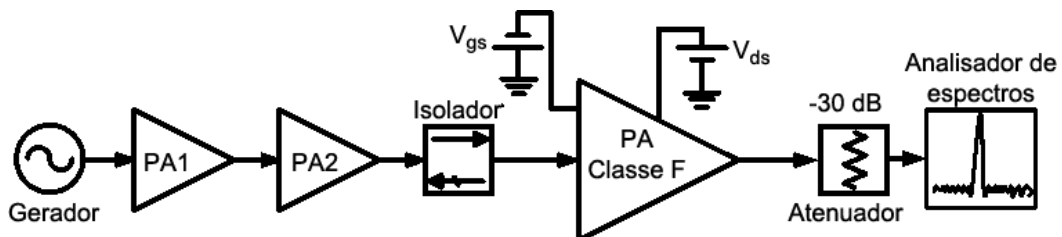


Fig. 77 Esquema de montagem para testes e medições do amplificador em classe F.

Como se pode ver pela figura anterior, foi necessário utilizar dois amplificadores de modo a obter a potência necessária para o correcto funcionamento do amplificador de potência em classe F, uma vez que o gerador não oferecia a potência suficiente. O conjunto destes dois amplificadores mais o isolador tem um ganho de 31.8 dB.

Foi necessário, ainda, um atenuador de -30dB na entrada do analisador de espectros, visto que o amplificador em classe F é capaz de fornecer uma potência superior à potência máxima que o analisador de espectros pode receber.

Na Fig. 78 pode-se observar uma fotografia da montagem experimental, descrita no diagrama de blocos anterior.

O transístor foi polarizado com uma tensão de dreno igual a 28V e com uma tensão de *gate* igual a -3.7V, uma vez que esta foi a tensão de *threshold* medida na prática.

Nas primeiras medições da potência de saída, observou-se que o amplificador tinha um consumo excessivo, factor que diminui a sua eficiência. Veio-se a verificar que este

problema resultou de um erro de 0.2 mm na largura das linhas de transmissão. Este erro pode ter sido causado pela imprecisão no processo de impressão da placa.



**Fig. 78 Montagem experimental.**

A fim de resolver o problema supracitado, começou-se por acrescentar, no simulador, 0.2 mm na largura de todas as linhas de transmissão, de forma a repercutir o obtido na prática. Em seguida, realizou-se um ajuste ao comprimento dos *stubs*. Com isto, verificou-se a resolução do problema cortando 3 mm ao *stub* junto à *gate* do transistor.

Com o problema resolvido, efectuaram-se as medições da potência de saída e da corrente de dreno, para vários valores de potência de entrada. Posteriormente calculou-se o rendimento, a PAE e o ganho do amplificador para cada valor de potência de entrada. Os resultados obtidos podem ser observados na Fig. 79, assim como a comparação com os resultados simulados.

Na prática consegue-se ir até uma potência de entrada de 23.8 dBm, enquanto que, no simulador, se consegue ir até 22.4dBm, sem que a junção de gate comece a conduzir.

O amplificador implementado consegue fornecer uma potência máxima de saída de 40.36dBm para uma potência de entrada de 23.8dBm, o que é relativamente próximo da potência máxima obtida em simulação, 40.5dBm. Observou-se, contudo, uma diferença de, aproximadamente, 1.9dB no ganho obtido na prática em relação ao obtido em simulação. O ganho máximo experimental é de 19.2dB e é obtido para uma potência de entrada de 13.8dBm, enquanto que o ganho máximo simulado é de 20.9dB, obtido para uma potência de entrada de 12dBm. Esta diferença de ganho existe, também, no ponto em que o amplificador atinge maior PAE, 16.6dB na prática para 18.5dB em simulador.

No que respeita à PAE, verificaram-se valores máximos na prática de 72.3%, decaindo 9.1% em relação aos 81.4% obtidos na simulação. Também o rendimento

máximo experimental decai face ao rendimento simulado, obtendo-se 73,9% e 82,4%, respectivamente.

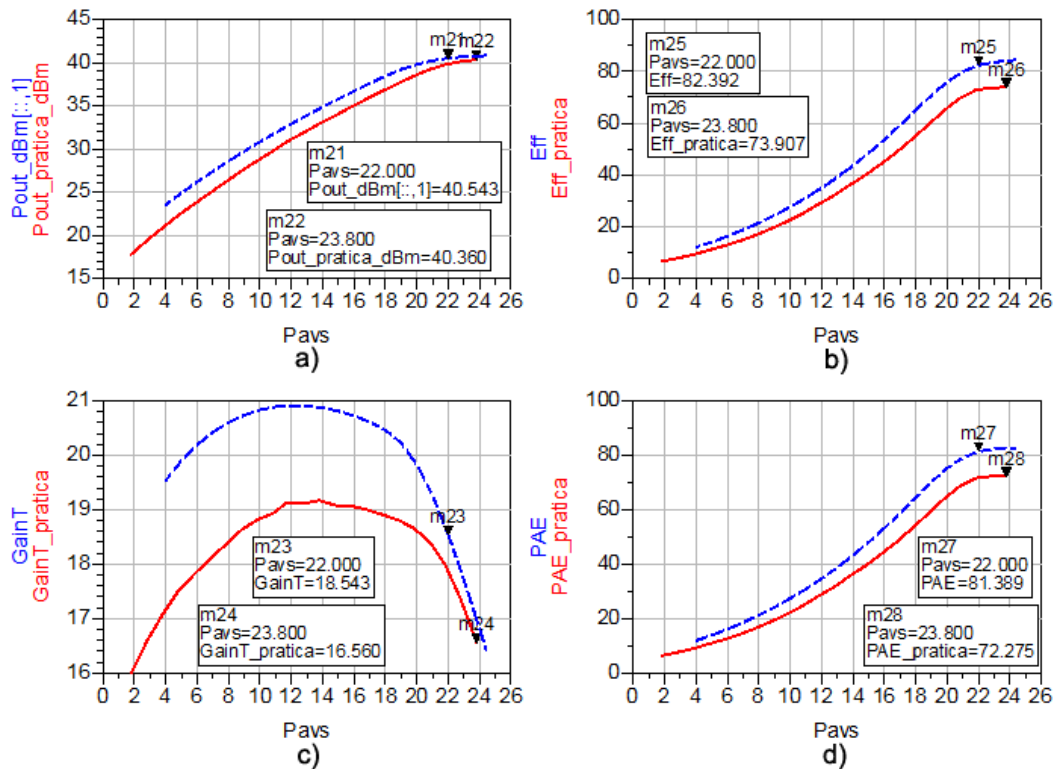


Fig. 79 Comparação entre os factores de mérito do amplificador simulado e prático: a) potência de saída; b) eficiência; c) ganho; d) PAE.

As diferenças acima referidas não só se devem ao facto de ter havido problemas na impressão da placa, como também ao facto de o modelo do transistor utilizado não representar, de uma forma totalmente correcta, o comportamento do transistor na prática. Ainda assim, os resultados obtidos na prática podem ser considerados relativamente próximos aos obtidos em simulação.

### 5.3 Sumário

Neste capítulo apresentaram-se todos os procedimentos necessários para a implementação do amplificador a operar em classe F, tais como o desenho do *layout*, a construção do suporte do amplificador e a montagem da placa de circuito impresso.

Apresentaram-se, ainda, os resultados das medições feitas ao circuito prático e compararam-se com os resultados obtidos em simulação, onde se verificou que os resultados, apesar de apresentarem diferenças, podem ser considerados bons resultados.

## Capítulo VI

### Desempenho dos amplificadores num transmissor polar

Como foi referido anteriormente, o PA implementado seria para incluir num transmissor polar. Nesta arquitectura a amplitude e a fase do sinal são tratadas separadamente. O sinal com a informação da fase e com envolvente constante seria amplificado pelo PA, onde a tensão de alimentação deste seria modulada com a amplitude da envolvente do sinal de entrada. Assim, o PA necessita que a amplitude do sinal de saída seja directamente proporcional à tensão de alimentação e de respeitar a informação de fase para que na saída se obtenha uma réplica do sinal de entrada com maior amplitude.

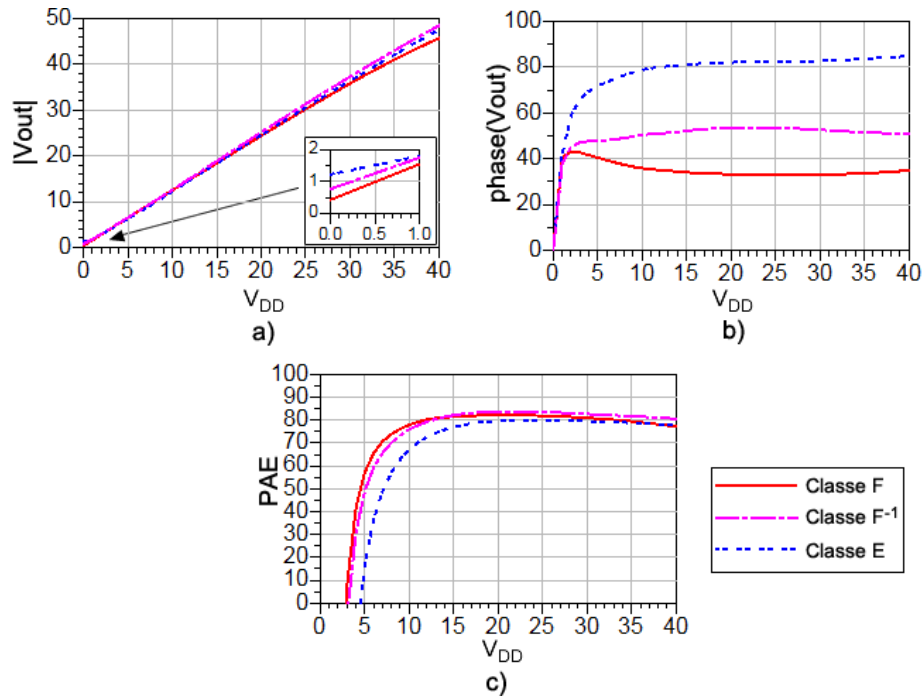
Nesse sentido, para avaliar o desempenho que o PA teria num transmissor polar, é necessário avaliar a característica  $AM(V_{DD})$ , isto é, avaliar a linearidade do módulo da tensão de saída em função da tensão de alimentação ( $V_{DD}$ ). E é preciso, também, avaliar a característica  $PM(V_{DD})$ , isto é, avaliar se a relação de fases entre tensão de saída e de entrada é constante com  $V_{DD}$ . Para além de avaliar as características anteriores, é necessário estudar, ainda, a potencial degradação da PAE causada pela variação de  $V_{DD}$ .

Neste capítulo pretende-se, então, observar o desempenho que os amplificadores em classe F, em classe E e em classe  $F^{-1}$  apresentariam num transmissor polar. Observou-se, por isso, a característica  $AM(V_{DD})$ , a característica  $PM(V_{DD})$  e, ainda, se a PAE se mantém elevada com a variação de  $V_{DD}$ .

#### 6.1 Características $AM(V_{DD})$ e $PM(V_{DD})$ no simulador

De modo a analisar o desempenho que cada amplificador teria num sistema de transmissão polar, fez-se uma simulação, fixando o sinal de excitação com a potência que oferece maior PAE (22dBm para o PA em classe F, 25dBm para o PA em classe E e 23 dBm para o PA em classe  $F^{-1}$ ) e variando a tensão da fonte de alimentação ( $V_{DD}$ ). Na Fig. 80 encontram-se os resultados obtidos, onde se pode observar o comportamento do módulo e da fase da tensão de saída com a variação de  $V_{DD}$ , assim como o comportamento da PAE.





**Fig. 80 Resultados de comparação dos desempenhos entre os amplificadores em classe F e classe E num transmissor polar: a)  $AM(V_{DD})$ ; b)  $PM(V_{DD})$ ; c)  $PAE(V_{DD})$ .**

Ao analisar o gráfico do módulo da tensão de saída, observa-se que uma tensão de  $V_{DD}$  igual a zero não corresponde a uma tensão de saída igual a zero, em todos os amplificadores, verificando-se de uma forma mais acentuada no PA em classe E. Isto deve-se ao facto de os amplificadores de potência necessitarem de um sinal de entrada com uma potência elevada, fazendo com que haja uma passagem directa da entrada para a saída considerável, através da capacidade  $C_{gd}$ . Esta passagem directa para a saída é a maior causa da distorção que se observa no gráfico da fase da tensão de saída, para pequenos valores de  $V_{DD}$ . Para valores elevados de  $V_{DD}$  observa-se uma compressão significativa do módulo da tensão de saída, notando-se mais no PA em classe F. Isto deve-se à saturação da corrente, que irá provocar maior sobreposição de tensão e corrente, fazendo com que o transistor dissipe mais potência.

Relativamente à PAE, o PA em classe F, consegue apresentar valores elevados numa maior gama de valores de  $V_{DD}$ .

Nas seguintes figuras (Fig. 81, Fig. 82 e Fig. 83) observa-se o módulo e a fase da tensão de saída em função de  $V_{DD}$ , para vários valores de  $P_{avs}$ , de cada amplificador.

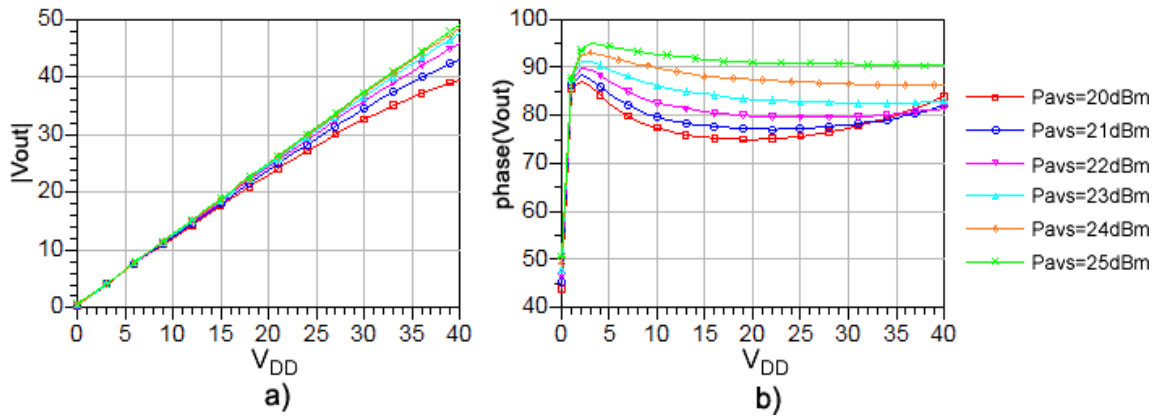


Fig. 81 Características: a)  $AM(V_{DD})$ ; b)  $PM(V_{DD})$  para seis valores de potência, do PA em classe F.

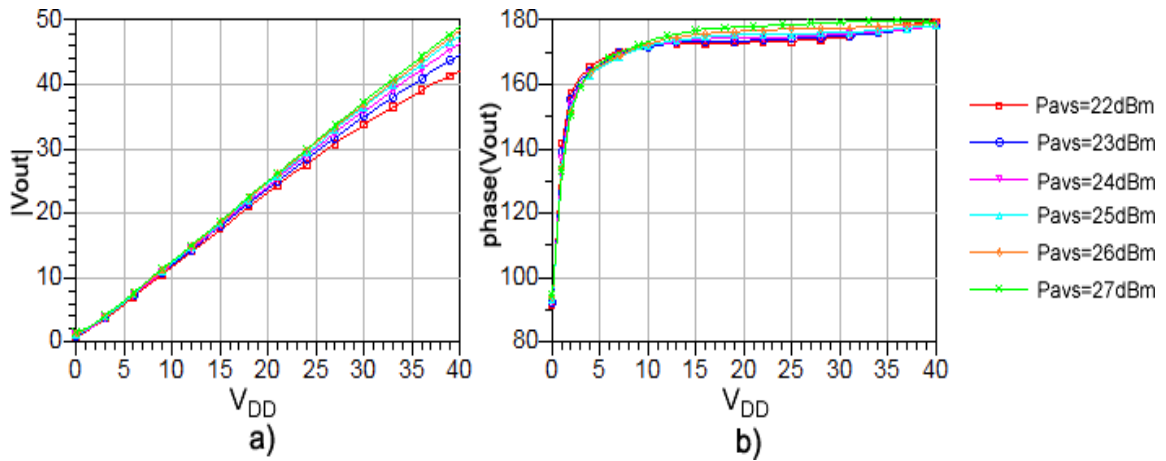


Fig. 82 Características: a)  $AM(V_{DD})$ ; b)  $PM(V_{DD})$  para seis valores de potência, do PA em classe E.

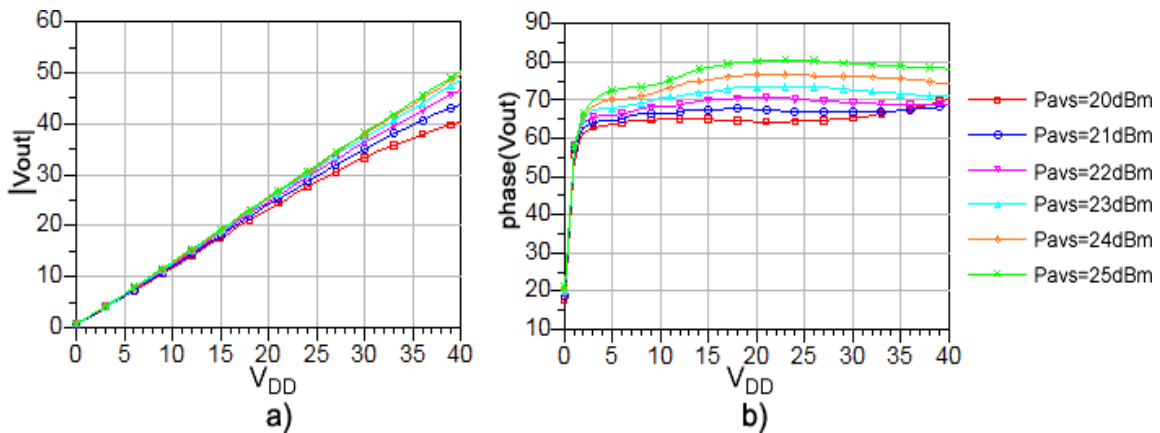


Fig. 83 Características: a)  $AM(V_{DD})$ ; b)  $PM(V_{DD})$  para seis valores de potência, do PA em classe  $F^1$ .

Verificou-se que, aumentando a potência do sinal de entrada, existe uma redução da compressão do módulo da tensão de saída para valores de  $V_{DD}$  elevados. Por outro lado, quanto maior for a potência do sinal de entrada, maior será a passagem directa do sinal de entrada para a saída, através de  $C_{gd}$ , piorando o comportamento do módulo da tensão de saída para pequenos valores de  $V_{DD}$ . Verificou-se, ainda, que as fases da tensão de saída dos PA's em classe F e  $F^{-1}$  apresentam maior variação, com o nível de potência do sinal de entrada, do que a do PA em classe E.

Com a análise anterior, pode-se dizer que os amplificadores classe F e classe  $F^{-1}$  apresentam melhor desempenho que o amplificador classe E. Isto porque a distorção que existe no módulo da tensão de saída, pode ser compensada com pré-distorção e, os amplificadores em classe F e em classe  $F^{-1}$ , apresentam uma elevada PAE para uma maior gama de valores de  $V_{DD}$ .

## 6.2 Características $AM(V_{DD})$ na prática

Na Fig. 84 pode-se observar os resultados experimentais e simulados do módulo da tensão de saída em função de  $V_{DD}$ . Na prática apenas se conseguiu medir  $|V_{out}|$  para valores de  $V_{DD}$  entre 7V e 32V, porque, para tensões inferiores a 7V, a *gate* começava a conduzir e a fonte DC utilizada apenas fornecia uma tensão máxima de 32V.

Como já foi referido no capítulo V, os resultados experimentais do amplificador em classe F não coincidem exactamente com os resultados simulados, tendo-se vindo a verificar o mesmo para o amplificador em classe E. Apesar desta discrepância, observa-se um comportamento semelhante, entre os resultados experimentais e os simulados, face à variação de  $V_{DD}$ .

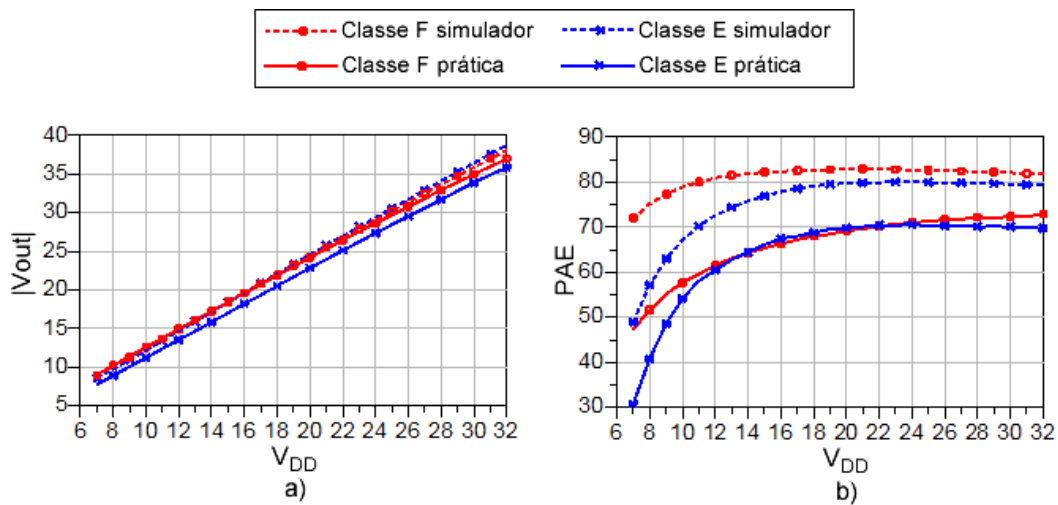


Fig. 84 Resultados em simulador e medições experimentais para o PA em classe F e classe E:

a)  $AM(V_{DD})$ ; b)  $PAE(V_{DD})$ .

### 6.3 Sumário

Neste capítulo analisaram-se, com a variação de  $V_{DD}$ , os comportamentos do módulo e da fase da tensão de saída e da PAE dos PAs em classe F, em classe F<sup>-1</sup> e em classe E, para que se pudesse comparar os seus desempenhos quando utilizados num transmissor polar. Com isto, verificou-se, então, que os PAs em classe F e em classe F<sup>-1</sup> apresentariam melhor desempenho do que o PA em classe E.



## Capítulo VII

### Conclusão e Trabalho Futuro

Neste capítulo são apresentados os pontos mais importantes do trabalho realizado, assim como as suas conclusões. São, ainda, referidas algumas ideias para trabalho futuro.

#### 7.1 Conclusões

A grande motivação desta dissertação foi o facto de, com o evoluir do tempo, haver cada vez mais a necessidade de os amplificadores de potência terem de ser lineares e terem uma grande eficiência, em simultâneo. Assim, tomou-se como objectivo principal da dissertação, a implementação de um amplificador de potência de alta eficiência a operar em classe F para aplicar num transmissor polar. Nesse sentido, começou-se por estudar os conceitos fundamentais para, posteriormente, se conseguir avaliar o desempenho de um amplificador de potência.

Após se ter introduzido os conceitos, tornou-se possível passar para uma apresentação mais aprofundada das classes de operação classe F e classe  $F^{-1}$ . No fim desta fase fez-se uma comparação da PAE destas classes, onde se evidenciou um melhor desempenho da classe  $F^{-1}$ , quando os PAs são projectados para a mesma potência de saída.

Foi visto que os dispositivos do tipo GaN HEMT possuem uma elevada banda de energia proibida, permitindo uma maior capacidade de potência. Para além disso, este tipo de dispositivos apresenta, também, uma elevada velocidade e mobilidade de electrões, permitindo a utilização destes dispositivos a frequências mais elevadas. Por tudo isto, este tipo de dispositivos é o mais utilizado em amplificadores de potência RF, tendo sido, também, utilizado neste projecto.

De seguida projectou-se um PA a operar em classe F e outro em Classe  $F^{-1}$ , ambos para uma potência máxima de saída de 12W, de modo a comparar estes amplificadores com um outro a operar em classe E com uma potência máxima de saída de 12W e uma PAE de 80%.

O PA em classe F projectado apresenta, em simulação, uma potência máxima de 40.5 dBm com uma PAE de 81% e o PA em classe  $F^{-1}$  apresenta uma potência máxima de 40.8 dBm com uma PAE de 83%.

Após a fase de projecto, recorreu-se ao Autocad para desenhar o layout do PA em classe F, seguindo-se a sua implementação. Nos primeiros testes, observou-se um erro de 0.2 mm na largura das linhas de transmissão, fazendo com que a PAE diminuísse consideravelmente, face à PAE obtida em simulação. Este problema veio-se a corrigir com um corte de 3 mm num dos stubs, conseguindo, assim, uma potência máxima de

saída superior a 40dBm com uma PAE de 72%, resultados próximos dos obtidos em simulação. No entanto, para obter estes resultados, foi necessário um maior nível de potência de entrada, devido ao menor ganho que se obteve na prática.

O PA em classe E, implementado anteriormente, apresenta, experimentalmente, uma potência máxima de 40 dBm com uma PAE de 70%, verificando-se, assim, que o PA em classe F implementado apresenta resultados semelhantes para um nível de excitação nominal.

Por fim, de modo a cumprir o último objectivo desta dissertação, realizou-se uma comparação do desempenho que os amplificadores projectados e o PA em classe E, projectado anteriormente, apresentariam num transmissor polar. Veio-se a verificar, em simulação, maior linearidade do módulo da tensão de saída com a variação da tensão de alimentação no PA em classe F<sup>-1</sup> e em classe E. Contudo, no PA em classe F, existe menor passagem directa do sinal de entrada para a saída, através de  $C_{gd}$ , para tensões de alimentação reduzidas. Verificou-se, também, que os PAs em classe F e em classe F<sup>-1</sup> apresentam valores de PAE mais elevados, para uma maior gama de valores de  $V_{DD}$ , do que o PA em classe E.

Na prática, apenas se implementou o PA em classe F. Logo, só se podem comparar os resultados experimentais deste com o PA em classe E. Ambos os amplificadores apresentaram resultados semelhantes aos obtidos em simulação, vindo-se a verificar igualmente que o PA em classe F apresenta valores de PAE elevados para uma maior gama de  $V_{DD}$ .

## 7.2 Trabalho futuro

Apesar de, neste trabalho, se ter projectado um PA em classe F<sup>-1</sup>, este não foi implementado. Será, então, interessante, para um trabalho futuro, implementá-lo e, posteriormente, compará-lo com os outros PAs já implementados. Para além disso, não foi feita uma análise da fase da tensão de saída, com a variação de  $V_{DD}$ , aos amplificadores implementados, o que também seria interessante realizar.

Foi visto nesta dissertação que os componentes extrínsecos do transistor têm grande influência no desempenho do amplificador. Nesse sentido, num trabalho futuro, poder-se-ão extrair os componentes extrínsecos do transistor GaN HEMT e, assim, projectar uma malha de saída que apresente as impedâncias necessárias à frequência fundamental e às suas harmónicas, para proporcionar, aos amplificadores projectados, uma maior eficiência.

O trabalho futuro pode passar, também, pela implementação de um transmissor polar altamente eficiente, onde se incluiriam os novos PAs mais eficientes.

## Referências

- [1] N. B. Carvalho, *Sistemas de Rádio Dedicados*, 2008.
- [2] N. T. a. I. Administration. United States Frequency Allocation Chart [Online]. Available: <http://www.ntia.doc.gov/osmhome/allochrt.pdf>
- [3] D. Y. T. Wu and S. Boumaiza, "10W GaN inverse class F PA with input/output harmonic termination for high efficiency WiMAX transmitter," in *Wireless and Microwave Technology Conference, 2009. WAMICON '09. IEEE 10th Annual*, 2009, pp. 1-4.
- [4] F. N. Khan, F. A. Mohammadi, and M. C. E. Yagoub, "A GaN HEMT Class-F amplifier for UMTS/WCDMA applications," in *RF and Microwave Conference, 2008. RFM 2008. IEEE International*, 2008, pp. 478-482.
- [5] N. Srirattana, "High-Efficiency Linear RF Power Amplifiers Development," School of Electrical and Computer Engineering Georgia Institute of Technology, 2005.
- [6] W. H. Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves," *Proceedings of the IRE*, vol. 24, pp. 1163-1182, 1936.
- [7] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, *et al.*, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 814-826, 2002.
- [8] L. R. Kahn, "Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration," *Proceedings of the IRE*, vol. 40, pp. 803-806, 1952.
- [9] J. Staudinger, B. Gilsdorf, D. Newman, *et al.*, "High efficiency CDMA RF power amplifier using dynamic envelope tracking technique," in *Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International*, 2000, pp. 873-876 vol.2.
- [10] M. K. Kazimierczuk, *RF Power Amplifiers*: Wiley, 2008.
- [11] L. Cabria, J. A. Garcia, P. M. Cabral, and J. C. Pedro, "Linearization of a polar transmitter for EDGE applications," in *Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits, 2008. INMMIC 2008. Workshop on*, 2008, pp. 115-118.
- [12] I. M. M. Fonseca, "Amplificador de Potência em Classe E para Comunicações Sem Fios," Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática, Universidade de Aveiro, Aveiro, 2009.
- [13] J. C. Pedro and N. B. Carvalho, *Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits*. Boston, U.S.A.: Artech House, 2003.
- [14] H. L. Krauss, C. W. Bostian, and F. H. Raab, *Solid State Radio Engineering*. Canada: Wiley, 1980.
- [15] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design*: Prentice-Hall, 1984.
- [16] P. Reynaert and M. Steyaert, *RF Power Amplifiers for Mobile Communications*: Springer, 2006.



- [17] P. B. Kennington, *High-Linearity RF Amplifier Design*. London: Artech House, 2000.
- [18] P. J. Baxandall, "Transistor sine-wave LC oscillators, some general considerations and new development," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, vol. 106, pp. 748-758, 1959.
- [19] A. Grebennikov and N. O. Sokal, *Switchmode RF Power Amplifiers*. Burlington, U.S.A: Linacre House, 2007.
- [20] W. J. Chudobiak and D. F. Page, "Frequency and power limitations of Class-D transistor amplifiers," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 4, pp. 25-37, 1969.
- [21] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "Class E-A new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 10, pp. 168-176, 1975.
- [22] V. J. Tyler, "A new high-efficiency high-power amplifier," *Marconi Review*, vol. 21, pp. 96-109, 1958 1958.
- [23] D. Schmelzer and S. I. Long, "A GaN HEMT Class F Amplifier at 2 GHz With >80% PAE," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 42, pp. 2130-2136, 2007.
- [24] H. M. Zhe, A. K. B. A'Ain, and A. V. Kordesch, "An Input Driver Circuit for Class F Power Amplifier," in *RF and Microwave Conference, 2006. RFM 2006. International*, 2006, pp. 157-159.
- [25] P. Aflaki, R. Negra, and F. M. Ghannouchi, "Design and implementation of an inverse class-F power amplifier with 79 % efficiency by using a switch-based active device model," in *Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE*, 2008, pp. 423-426.
- [26] Y. Abe, R. Ishikawa, and K. Honjo, "Inverse Class-F AlGaN/GaN HEMT Microwave Amplifier Based on Lumped Element Circuit Synthesis Method," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 2748-2753, 2008.
- [27] A. Al Tanany, A. Sayed, and G. Boeck, "Design of Class F<sup>-1</sup> Power Amplifier Using GaN pHEMT for Industrial Applications," in *German Microwave Conference, 2009*, 2009, pp. 1-4.
- [28] P. Saad, H. M. Nemati, M. Thorsell, *et al.*, "An inverse class-F GaN HEMT power amplifier with 78% PAE at 3.5 GHz," in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, 2009, pp. 496-499.
- [29] S. C. Cripps, *RF Power Amplifier for Wireless Communications*. Boston, U.S.A: Artech House, 2006.
- [30] F. H. Raab, "Class-F power amplifiers with maximally flat waveforms," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 2007-2012, 1997.
- [31] C. Trask, "Class-F amplifier loading networks: a unified design approach," in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, 1999, pp. 351-354 vol.1.

- [32] P. M. Cabral, J. C. Pedro, and N. B. Carvalho, "New nonlinear device model for microwave power GaN HEMTs," in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, 2004, pp. 51-54 Vol.1.
- [33] A. V. Grebennikov, "Circuit design technique for high efficiency Class F amplifiers," in *Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International*, 2000, pp. 771-774 vol.2.
- [34] P. M. White, "Effect of input harmonic terminations on high efficiency class-B and class-F operation of PHEMT devices," in *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, 1998, pp. 1611-1614 vol.3.
- [35] J. Kye-Ik, K. Young-Se, and H. Song-Cheol, "Input harmonics control using non-linear capacitor in GaAs FET power amplifier," in *Microwave Symposium Digest, 1997., IEEE MTT-S International*, 1997, pp. 817-820 vol.2.
- [36] M. Maeda, H. Masato, H. Takehara, *et al.*, "Source second-harmonic control for high efficiency power amplifiers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 2952-2957, 1995.
- [37] S. Gao, P. Butterworth, S. Ooi, and A. Sambell, "Microwave class-F power amplifier design including input harmonic terminations," in *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, 2005, p. 4 pp.
- [38] S. Goto, T. Kunii, A. Ohta, *et al.*, "Effect of Bias Condition and Input Harmonic Termination on High Efficiency Inverse Class-F Amplifiers," in *Microwave Conference, 2001. 31st European*, 2001, pp. 1-4.
- [39] A. Inoue, A. Ohta, S. Goto, *et al.*, "The efficiency of class-F and inverse class-F amplifiers," in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, 2004, pp. 1947-1950 Vol.3.
- [40] A. Inoue, T. Heima, A. Ohta, *et al.*, "Analysis of class-F and inverse class-F amplifiers," in *Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International*, 2000, pp. 775-778 vol.2.
- [41] W. Young Yun, Y. Youngoo, and K. Bumman, "Analysis and experiments for high-efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 1969-1974, 2006.
- [42] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, *et al.*, "RF and Microwave Power Amplifier and Transmitter Technologies - Part 1," *High Frequency Electronics*, pp. 22-36, May 2003.
- [43] S. L. Delage, D. Floriot, and C. Brylinski, "Solid-state RF power amplifiers : status and perspective," in *Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications, 2002. EDMO 2002. The 10th IEEE International Symposium on*, 2002, pp. 136-142.
- [44] E. S. Mengistu, "Large-Signal Modeling of GaN HEMTs for Linear Power Amplifier Design," Kassel University, Kassel, 2008.

- [45] A. R. Barnes, A. Boetti, L. Marchand, and J. Hopkins, "An overview of microwave component requirements for future space applications," in *Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium*, 2005.
- [46] S. Hoshi, H. Okita, Y. Morino, and M. Itoh, "Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor (GaN-HEMT) Technology for High Gain and Highly Efficient Power Amplifiers," *Oki Technical Review*, vol. 74, pp. 90-93, October 2007.
- [47] Cree. Datasheet do transístor CGH35015 [Online]. Available: <http://www.cree.com/products/pdf/CGH35015.pdf>